radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

PREIS DM 2,00 · 12. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
MÄRZ 1963 **6**



Bauanleitung für einen Transistorempfänger

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN



AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun,
Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter ZLN 1109 der DDR
Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichhorndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Titelbild:

Das Titelbild zeigt die Erprobung des Programms für den Rechenautomaten ZRA I, das vom Institut für Maschinelle Rechentechnik der TU Dresden zu Ehren des VI. Parteitages entwickelt wurde.
Foto: Zentralbild

UNSERE LESER SCHREIBEN

Auf dem Dachboden meines Hauses befindet sich eine Antenne. Diese liefert eine nicht ausreichende Spannung. Kann man eine zweite Antenne auf dem Boden oder dem Balkon mit der vorhandenen Antenne verbinden? Wenn ja, wie? Müssen die Antennen gleicher Art sein? (auf dem Dach ist es aus verschiedenen Gründen unmöglich; Denkmalschutz usw.)
Es wurde mir ein tschechoslowakisches Gerät empfohlen und gesagt, daß die Empfindlichkeit des Einganges eine bessere sei, ist es an dem?

H. F., Fürstenwalde

Das Parallelschalten von Antennen dürfte in Ihrem Falle keinen (oder wenig) Erfolg versprechen. Als Bürger der DDR haben Sie aber das verfassungsmäßig verbürgte Recht, unsere Fernsehsendungen zu empfangen! Falls es tatsächlich Gründe gibt, die dem Anbringen einer Außenantenne im Wege stehen, so muß der Vermieter Ihnen die Wahrnehmung Ihres Rechtes ermöglichen. Ihr Problem ist weniger ein technisches als ein juristisches, darum können wir Ihnen nur raten: Wenden Sie sich damit an die zuständige Direktion für Post- und Fernmeldewesen. Sie fragen uns, ob die Empfindlichkeit eines CSSR-Fernsehgerätes besser sei als . . .? Wir können Ihre Frage natürlich nicht beantworten, solange wir nicht wissen, welches Gerät mit welchem verglichen wird!

*

Seit einiger Zeit bin ich im Besitz eines Kofferempfängers „Stern 4", und ich möchte für meinen PKW eine 3-W-Endstufe anschließen.
Können Sie mir bitte die Windungszahlen vom Ausgangstrafo mitteilen bzw. ist die Sekundärwicklung als Treiberwicklung für 2 × OC 831 zu verwenden?

H. E., Weissenborn

Mit der Angabe der Windungszahlen ist Ihr Problem nicht gelöst und komplette Übertragerberechnungen können wir im Rahmen unserer Leserbriefbeantwortungen nicht durchführen. Falls Sie in unserer Zeitschrift zurückblättern, so finden Sie in den Heften 13 und 14 (1962) eine komplett dimensionierte Endstufe, wie sie Ihnen vorschwebt (Engel: Ein Transistorsuper für Auto und Heim). Wir hoffen, daß Ihnen damit geholfen ist.

*

Wie alt ist eigentlich der Rundfunk in Deutschland? Ich meine, seit wann werden öffentliche Unterhaltungssendungen ausgestrahlt?

W. R., Gardelegen

Der Geburtstag des Rundfunks in Deutschland datiert aus den Oktobertagen des Jahres 1923, jährt sich also im kommenden Herbst zum vierzigsten Male. Damals wurden die ersten Sendungen der „Berliner Funkstunde" über einen kleinen Sender ausgestrahlt [siehe hierzu auch radio und fernsehen 9 (1958)]. Vielleicht können wir anläßlich des Geburtstages einen kurzen Beitrag eines Lesers veröffentlichen, der „damals" dabei war — also, wer möchte uns helfen?

*

Betr.: Heft 23 (1962) S. 722 „Die Mischstufe im VHF-Empfänger" von Klaus K. Streng
In diesem Beitrag geben Sie in der 3. Spalte die Gleichung (1) an:

$$S_c = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} S \cdot \cos\omega_{osz} t \cdot d(\omega_{osz} t) \quad (1)$$

und nun zitiere ich: „Daraus ergibt sich folgendes Verhältnis zwischen Mischsteilheit und statischer Steilheit der Röhre bei linearer Kennlinie

$$S_c = \frac{S}{\pi} = 0{,}32\ S \quad (2)$$

Diese Gleichung soll sich also durch Lösen des obigen Integrals ergeben. Die Lösung gibt meiner Meinung aber Null ... Eine exakte Lösung ergäbe sich bei

$$S_c = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} S \cdot \sin\omega_{osz} t \cdot d(\omega_{osz} t)$$

$$S_c = \frac{S}{\pi} = 0{,}32\ S$$

Ich bitte, dies zu überprüfen.

J. A., Mittweida

Sie haben recht. Irrtümlich ist aus dem Sinus (s. auch Bild 4 des betreffenden Beitrages) ein Cosinus geworden. Natürlich stimmt dann das Integral nicht. Wir danken Ihnen, daß Sie uns darauf aufmerksam machten.

*

Ich wende mich heute an Sie mit der Bitte, mir folgende Fragen zu beantworten:

1. Wo erhalte ich den Schaltplan zu dem Tonbandgerät „Tonmeister" bzw. wo ist er veröffentlicht?
2. Kann man dieses Gerät auf 9,5 cm Geschwindigkeit umbasteln?
3. Welche Möglichkeiten bestehen, dieses Gerät zu modernisieren (andere Köpfe usw.)?

W. L., Neubrandenburg

Das Schaltbild des völlig veralteten Gerätes „Tonmeister" wurde in unserer Zeitschrift nicht veröffentlicht. Wir fanden es auch bisher nirgends in der Literatur. Die einzige Möglichkeit, es zu beschaffen, ist wohl, daß eine Reparaturwerkstatt das Schaltbild noch besitzt.
Ein Umbau des Gerätes auf die Bandgeschwindigkeit 9,5 cm/s ist zwar prinzipiell möglich, doch dürfte er sich kaum lohnen. Neben dem mechanischen Umbau (andere Tourenzahl) ist auch ein elektrischer Umbau erforderlich, da natürlich die Wiedergabekurve der Entzerrer geändert werden muß.
Es gibt verschiedene Möglichkeiten, das Gerät „Tonmeister" zu modernisieren. Alle ernst zu nehmenden Lösungen laufen aber praktisch auf einen Neubau des Gerätes hinaus, der sich finanziell kaum rentieren dürfte. Wir raten Ihnen davon ab.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem . . .

- UKW-Transistorkoffergerät „stern 3"
- Bauanleitung: UKW-Super mit Transistoren
- Kurzwellen-Vor- und Mischstufe mit dem Transistor OC 882
- Einzelheiten der neuen TV-Empfänger
- Einiges über Gegentakt-B-Schaltungen
- Zwei Bauanleitungen für die Werkstatt



▼ **Freie Studienplätze** für das Ausbildungsziel „Ingenieur der Nachrichtentechnik" (Fernmelde- und Hochfrequenztechnik) im Direkt- (Tages-), Abend- und Fernstudium gibt es zur Zeit noch an der Ingenieurschule für Schwermaschinenbau und Elektrotechnik, Berlin-Lichtenberg, Marktstraße 9/12.

▼ **Ende 1962** waren in der Sowjetunion 123 Fernsehsender großer und über 250 Sender kleinerer Leistung in Betrieb. In Bau befinden sich gegenwärtig weitere 50 Stationen. So wurde jetzt ein modernes Fernsehstudio in Wladiwostock in Betrieb genommen. Auch viele Orte am Baikalsee und die Siedlungen der Burjätischen ASSR wurden kürzlich in die Fernsehversorgung einbezogen.

▼ **Eine Richtfunkstrecke,** die das sowjetische und polnische Fernsehnetz verbindet, wurde mit den Übertragungen vom VI. Parteitag der SED in Betrieb genommen. Die neue Relaisstrecke ermöglicht die Aufnahme des regulären Programmaustausches zwischen der UdSSR, Polen und der DDR.

▼ **Das einmillionste Rundfunkgerät** wurde Anfang des Jahres im Schwachstrom-Gerätewerk „Woroschilow" bei Sofia hergestellt. Der Betrieb produziert seit 1950 Rundfunkempfänger; ein großer Teil der Geräte wird exportiert.

▼ **Der UKW-Sender Marlow I** nahm am 9. 2. 1963 auf der Frequenz 96,65 MHz den Betrieb auf. Er strahlt das Programm des Deutschlandsenders aus.

▼ **Eine kleine Fernsehkamera für Batteriebetrieb** hat die britische Firma E. M. I. entwickelt. Die Kamera, bei der ausschließlich Transistoren anstelle von Röhren (ausgenommen die Vidikonaufnahmeröhre) verwendet werden, kann aus einer 12-V-Batterie gespeist werden. Ihre Abmessungen sind etwa 28 × 18 × 13 cm, sie wiegt etwa 4,5 kp. Die Kamera kann mit den verschiedenen Normen, also mit 405,625 oder 525 Zeilen betrieben werden. Es kann ebenfalls zwischen Betrieb mit 50 oder 60 Hz gewählt werden.

▼ **Bei einem neuartigen japanischen Magnetbandgerät** für den privaten Gebrauch in Miniaturausführung sind die Bandspulen nicht in einer Ebene, sondern übereinander (gestapelt) angebracht.

▼ **Ebenfalls in Japan** wurde als Versuchsmuster ein Thermoelement entwickelt, an das ein mit sechs Transistoren bestücktes Taschenradio angeschlossen werden kann. Das Thermoelement soll vom Benutzer in der Tasche getragen werden und die Körperwärme in elektrische Energie umsetzen. Das Gerät benötigt also keine herkömmlichen Batterien mehr. Wegen der hohen Kosten für das Thermoelement ist zunächst an eine kommerzielle Auswertung nicht zu denken.

▼ **Der 316 m hohe Fernsehturm** in Leningrad wurde kürzlich fertiggestellt.

RAFENA-Videoklar

heißt die neue technische Zusatzeinrichtung, die vom VEB RAFENA-Werke in Zusammenarbeit mit der TU Dresden entwickelt wurde. Sie besteht aus einem Elektromagnetsystem und beeinflußt den Elektronenstrahl der Bildröhre so, daß eine optimale Zeilenbefreiung erzielt wird, ohne daß Bildschärfeverluste eintreten. Sie ist abschaltbar und kann durch einen Regler nach Wunsch reguliert werden.

Ab Mitte dieses Jahres wird RAFENA-Videoklar voraussichtlich in alle RAFENA-Fernsehgeräte eingebaut. Auch der VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt will das RAFENA-System übernehmen.

Automatischer Verkehrsposten

Eine Verkehrsampel, die den Verkehr an Straßenkreuzungen auf das Vierfache beschleunigen hilft, hat in Leningrad die Bewährungsprobe bestanden. Diese Verkehrsampel beurteilt selbständig die Verkehrssituation und entscheidet, welcher Fahrzeugstrom die Vorfahrt erhalten soll. Mit Wechselstrom gespeiste Kabelschlingen unter der Fahrbahndecke verändern beim Herannahen von Fahrzeugen ihre Stromfelder und steuern dadurch die kybernetische Anlage.

Unfall-, Feuerwehr- und Krankenwagen brauchen nur mit einfachen Warnvorrichtungen versehen zu werden, um automatisch freie Fahrt zu erhalten. In bestimmten Zeitabständen stoppt das Lichtsignal den Verkehrsstrom und gibt den Fußgängern die Bahn frei. Die Verkehrsregelung erfolgt nach einem im voraus aufgegebenem Programm im Einklang mit den Verkehrsbedingungen an der jeweiligen Kreuzung. Kraftwagen, die die zulässige Höchstgeschwindigkeit überschreiten, werden angehalten. Außerdem werden die in beiden Richtungen über die Kreuzung fahrenden Verkehrsmittel gezählt.

Erstes elektronisches Blutkörperchenzählgerät der DDR

Das erste zur industriellen Fertigung geeignete elektronische Blutkörperchenzählgerät der DDR, das einer oft gestellten Forderung der medizinischen Wissenschaft entspricht, wurde in Zusammenarbeit des wissenschaftlich-technischen Zentrums für radiologische Technik und medizinische Elektronik, Dresden, des Institutes für elektromedizinische Technik der Hochschule für Elektrotechnik in Ilmenau und des VEB Carl Zeiss Jena entwickelt. Das Gerät zählt auf elektronischem Weg in wenigen Sekunden die Blutkörperchen und bestimmt gleichzeitig ihre Größe und Größenverteilung; Werte, die für die ärztliche Diagnostik unerläßlich sind. Es übertrifft in verschiedenen technischen Parametern die bekanntesten Erzeugnisse des kapitalistischen Auslandes.

Das Gerät ermöglicht ein schnelleres Auszählen von Blutkörperchen als die bisherigen Methoden. Sein Einsatz wird zur Bildung zentraler Blutuntersuchungslaboratorien in den Kliniken führen, womit auch eine beträchtliche Entlastung des Personals in diesen Labors möglich wird. Die Dresdner Entwicklung eignet sich auch für den Einsatz in anderen Sparten der Wissenschaft und Industrie, z. B. in der Biologie und Bakteriologie, weil auch andere Teilchen und Partikel damit gezählt werden können. Das Meßergebnis wird bei der Teilchenzählung unmittelbar nach dem Einbringen einer stark verdünnten Suspension und dem Drücken einer Taste auf elektronischen Zählröhren angezeigt.

Mit dem Gerät wird auch der wissenschaftlich-technische Fortschritt in der dementsprechenden Fertigung erreicht, die nach dem Baukastenprinzip und in gedruckter Schaltung erfolgt. 1963 werden noch 100 solcher Geräte in einer Sonderproduktion hergestellt. Parallel dazu laufen die Vorbereitungen zur Aufnahme der Serienproduktion im Jahre 1964.

Eine volltransistorisierte Industriefernsehanlage

wurde im Betrieb Tesla Radiospoj in Prag entwickelt. Die Einrichtung ist mit dem Vidikon 41 QV 4, 41 Transistoren und 22 Dioden bestückt und setzt sich aus zwei Teilen — der Kamera und der Steuer- und Regelvorrichtung nebst Kabeln — zusammen.

Die Kamera liefert ein Bildsignalgemisch, und zwar in der Form einer videofrequenten 1-V-Spannung oder eines mit dem Bildsignal modulierten Bildträgers im 1. oder 2. Kanal des I. OIRT-Bandes. Als Empfänger können die Typen TMC 401 und TMD 402 benutzt werden. Die in gedruckter Schaltungstechnik ausgeführte Kamera setzt sich aus dem Stromversorgungsteil, den Platinen für die Impuls- und Ablenkschaltungen, der Platine für die Signalverarbeitung und dem Gehäuse mit der Aufnahmeröhre, der Optik und den Verbindungskabeln zusammen.

Die Kamera ist mit einer automatischen Helligkeitsregelung versehen, so daß sich Beleuchtungssprünge in einem Bereich von 1:200 nicht störend bemerkbar machen. Die Stabilität dieser Helligkeitsregelung ist so gut, daß auf eine Fernsteuerung durch Hand verzichtet werden konnte. Die Steuer- und Regelvorrichtung enthält Trenntrafos für die Stromversorgung der Kamera und des Antriebes der Optik und den Gleichrichter und Spannungsstabilisator für das Vidikon.

Sowjetische Lautsprecher mit flachem Strahler

Im Institut „A. S. Popow" wurde ein neuer plattenförmiger Strahlertyp entwickelt. Er beseitigt die Nachteile von Strahlern kleiner Lautsprecher — nämlich die kleine wirksame Fläche und den niedrigen Wirkungsgrad bei tiefen Frequenzen. Wegen seiner mechanischen Festigkeit kann der Strahler eine Fläche des Gehäuses eines Rundfunkempfängers oder einer Lautsprecherbox bilden.

Die Strahler werden aus 3···5 mm dicken Schaumkunststoffplatten hergestellt. Die Antriebsspule wird mit einem nichtelastischen, der ganze Strahler mit einem elastischen Klebstoff befestigt. Dieser Lautsprecher mit flachem Strahler aus Schaumkunststoff, der sich besonders für Transistortaschenempfänger eignet, besitzt einen Frequenzgang von 200 bis 4000 Hz (Verzerrungen von 4% bei 400 Hz, von 3% bei 1000 Hz und von 1,5% bei 2000 Hz) und einen mittleren akustischen Druck von min. 2,5 bar bei einer Leistung von 250 mW. Die Antriebsspule hat einen Widerstand von 10 Ω ± 15%. An der Entwicklung größerer Lautsprechertypen wird gearbeitet.



Dieses tragbare Magnetbildaufzeichnungsgerät, genannt VR 1500, brachte die Firma Ampex, Kalifornien, heraus. Das VR 1500 läuft mit einer Bandgeschwindigkeit von 12,7 cm/s und ist hauptsächlich für Betriebsfernsehen entwickelt worden.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

12. JAHRGANG · 2. MÄRZHEFT **6** 1963

Darf Wissenschaft wahr sein?

Eine Auseinandersetzung mit dem Artikel: „Wenn Wissenschaft wahr wäre" von G. H. Theunissen in der westdeutschen technischen Fachzeitschrift VDI-Nachrichten

„Aus dem Anspruch der Wissenschaften auf die Wahrheit hat sich seit dem 16. Jahrhundert die Lebenslüge unseres technischen Zeitalters entwickelt. An ihr sind bisher alle Versuche gescheitert, den Menschen mit der Technik in Einklang zu bringen. Daß die Wissenschaften der Wahrheit dienen, gilt unangefochten und blockiert als eine der verhängnisvollsten und folgenschwersten Übereinkünfte den Zugang zur Erkenntnis der uns beherrschenden Mächte. In der Behauptung, es strebten die Wissenschaften nach der Wahrheit und brächten sie uns näher, spiegelt sich die den unzerbrochenen Geist verratende Häresie; sie hat die europäische Geistesgeschichte in Fesseln geschlagen...

Als ob in den Wissenschaften die Wahrheit zu finden wäre! Träfe dies zu, so lebten wir, von den pausenlos in die Praxis umgesetzten Resultaten der Wissenschaft bis in die verschwiegensten Träume des nachts auf Schritt und Tritt des Tages verfolgt, im Paradiese. Soviel Wissenschaft und soviel Angst? Daß von einem Paradiese nicht die Rede sein kann, beweist, wenn es eines Beweises noch bedürfte, vor allem und über alles hinaus die Tatsache, daß die mathematisch-physikalische Formel, die zur Kernspaltung des Atoms führte, zum Todesspruch über alles Lebende werden kann.

Weder ist in den Wissenschaften Wahrheit zu finden, noch streben sie nach ihr. Es grenzt die Wissenschaft gegen den Glauben ab, daß sie induktiv vorgeht: vom Einzelnen ins Allgemeine...

Daß die Erde sich um die Sonne dreht, daß Cholera, Tuberkulose und Syphilis Infektionskrankheiten sind, daß das Wort Sühne sich aus dem Althochdeutschen suona herleitet, daß Rembrandts „Nachtwache" auf einen Auftrag der Clovenierssschutters zurückgeht, daß — kurzum — zweimal zwei gleich vier ist, sind keine Wahrheiten, sondern Richtigkeiten. Niemals hätte es zu den zerfleischenden Kämpfen zwischen Glauben und Wissen zu kommen brauchen, wenn die Wissenschaftler nicht allezeit nur allzu bereitwillig die Richtigkeiten ihrer Forschungsergebnisse als wahr hingestellt [hätten]...

Die Wahrheit kann niemals vom Menschen losgelöst werden: sie ist in der Welt durch ihn... Die Wahrheit ist existentieller Natur und kann nicht objektiviert werden... [1]

Bevor wir uns mit Herrn Theunissen auseinandersetzen, ist ein Wort an unsere Leser am Platze: Wir wissen, daß sich unter unseren Lesern auch religiös gläubige Menschen befinden. Nichts liegt uns ferner, als diese Menschen irgendwie kränken oder uns in eine Diskussion über Religion mit ihnen einlassen zu wollen. radio und fernsehen ist zwar durchaus eine Tribüne für die Auseinandersetzung mit feindlichen, mit technik- und menschenfeindlichen Ideologien — vor allem, wenn diese in technischen Fachzeitschriften verbreitet werden —, aber unsere Zeitschrift ist keineswegs ein Forum für ein Streitgespräch über Religion. Wir sind vielmehr davon überzeugt, mit ihnen darüber einer Meinung zu sein, daß hier Wissenschaft und Religion in unzulässiger und schamloser Weise einander gegenübergestellt wurden.

Aber nun zu Herrn Theunissen. Es hat wenig Sinn, sich mit ihm im einzelnen auseinanderzusetzen. Daß die Wissenschaften die uns umgebende objektive Realität widerspiegeln, also der Wahrheit dienen, ist natürlich keine Übereinkunft, sondern ihre Aufgabe. Daß Herr Theunissen etwas gegen induktive Schlüsse hat, ist seine ureigenste Angelegenheit; seine Behauptung, die Wissenschaft ginge ausschließlich induktiv vor, ist weder wahr noch — um seine Terminologie zu benutzen — richtig, sondern falsch. Deduktive Schlußfolgerungen werden mindestens ebenso oft angewendet. Vor allem wird man bei Herrn Theunissen vergebens klare und eindeutige Definitionen der Begriffe „richtig" und „wahr" suchen, aus denen ihr Unterschied hervorginge. Was ist denn der Unterschied zwischen „richtig" und „wahr", Herr Theunissen? „Richtig ist die Wissenschaft, wahr ist der Glaube", könnte man aus Ihrem Artikel schlußfolgern. Aber das wäre kein Unterschied, sondern eine Unterschiebung, die Unterschiebung des Wortes „richtig" für das Wort „wahr". Die ‚Gesamtheit aller Seiten der Erscheinung, der Wirklichkeit und ihre (Wechsel-)Beziehungen' (Lenin [3]) wäre also nicht die „Wahrheit", sondern die „Richtigkeit". Ein Wort wäre verändert worden; an dem Wesen der Dinge hätte sich nichts verändert. Wenn Sie hinter der objektiven, d. h. unabhängig von uns existierenden Wirklichkeit noch eine andere, eine göttliche Wahrheit vermuten, Herr Theunissen: bitte, wir streiten uns jetzt und hier nicht über Religion. Wozu der Lärm, was steht dem Herrn zu Diensten?

Freilich, Ihre nicht vom Menschen loslösbare Wahrheit, Ihre nicht objektivierbare, existentielle Wahrheit ist entweder trivial oder Unsinn, oder — vom religiösen Standpunkt aus gesehen — sogar eine böse Gotteslästerung (denn nach religiöser Auffassung ist die Wahrheit göttlich, bestimmt nicht menschlich). Wenn Sie zum Ausdruck bringen wollen, daß in der objektiven Realität keine Wahrheiten, sondern Dinge, Erscheinungen, Verhältnisse, Prozesse usw. existieren, daß also der Begriff „Wahrheit" sich nur auf die menschliche Erkenntnis bezieht, so haben Sie zwar recht — aber das ist trivial. Wenn aber die Nicht-Objektivierbarkeit Ihrer personengebundenen Wahrheit darin besteht, daß die wahre Aussage von Person zu Person wechseln kann, so ist das Unsinn. Dann meinen Sie nämlich weder „Wahrheit" noch „Richtigkeit", sondern Sie sprechen von subjektiver Empfindung.

Aber ich glaube nicht, daß es Herrn Theunissen einfach um die Auswechslung der Worte „wahr" und „richtig" geht. Es gibt nämlich keinen wesentlichen Unterschied zwischen diesen beiden Begriffen; und es wäre müßig, solche Unterschiede hineininterpretieren zu wollen. Sicher hat der Begriff „richtig" etwas mit der korrekten Durchführung von Denkregeln, von logischen Vorschriften oder mathematischen Algorithmen zu tun. Aber auch diese Regeln, Vorschriften

und Algorithmen sind letzthin Widerspiegelungen objektiv existierender Gesetzmäßigkeiten, sie sind also wahr. Es geht Herrn Theunissen nicht darum, daß die Erkenntnisse der Wissenschaften nicht „wahr", sondern „richtig" sein sollen, sondern er möchte diese Erkenntnisse nicht wahr haben, denn — und hier zitieren wir ihn nochmals —

„*Wo aber Wissenschaft behauptet, sie diene der Wahrheit, dort gibt es keine Freiheit mehr. Das ist der tiefste Grund, auf dem sich die offenen und geheimen Machtkämpfe zwischen der westlichen und der östlichen Welt in unseren Tagen abspielen.*"

Die Wissenschaft darf nicht wahr sein, sonst hat der Kommunismus recht! Darum geht es Herrn Theunissen, und darum geht es auch der VDI-Zeitschrift — sonst hätte sie ihn nicht abgedruckt. Und das Erscheinen dieses Artikels in einer westdeutschen technischen Fachzeitschrift ist auch der Grund, warum wir uns in einer Fachzeitschrift mit ihm auseinandersetzen.

Angst vor der Wissenschaft, Angst vor der in ihr enthaltenen Wahrheit, Angst vor der „Dämonie der Technik" — diese Gedanken ziehen sich durch die Äußerungen (es gibt einige rühmliche Ausnahmen) fast aller westlichen Ideologien hin. Wir denken an Pfarrer Gestrich, der auf dem Darmstädter Gespräch über „Mensch und Technik" 1952 u. a. folgendes erklärte (wir zitieren ihn, weil seine Gedanken typisch für einen ganzen Kreis ideologischer Literaten sind [5]):

„*Wir kennen aber eine ganz andere Art von Technik. Eine Technik, die sich eben nicht versteht als Fortführung des Schöpfungswerkes Gottes, sondern eine Technik, die sich dämonisch mißversteht, die sich entfaltet in einer demiurgischen Art, in einer magischen Art der Vergewaltigung, des Ansichreißens der Naturkräfte, und umgekehrt wieder eine Technik, der der Mensch verfällt, wo der Mensch nicht mehr Subjekt der Technik ist, sondern Objekt der Technik, wo die Technik den Menschen aufzehrt, ihn innerlich entleert. Das ist etwa das, was man heute mit der Dämonie der Technik bezeichnet.*"

Wir denken an den westdeutschen Modephilosophen Karl Jaspers, der in seinem Buch: „Vom Ursprung und Ziel der Geschichte" schreibt [5]:

„*Heute ist das Bewußtsein uns allen gemeinsam, an einer Wende der Geschichte zu stehen, die man vor hundert Jahren noch mit dem Untergang der antiken Welt verglich, dann aber tiefer und tiefer spürte als das große Verhängnis nicht nur Europas oder des Abendlandes, sondern der Welt. Es ist das technische Zeitalter mit allen Konsequenzen, die nicht bestehen zu lassen scheinen, was der Mensch sich in Jahrtausenden an Arbeitsweisen, Lebensform, Denkungsart, an Symbolen erworben hat... Die Naturgebundenheit des Menschen wird durch die moderne Technik auf neue Weise offenbar. Durch gewaltig gesteigerte Naturbeherrschung droht sie den Menschen selbst auf früher unerwartete Weise zu überwältigen. Die Natur wird durch die Natur des technisch arbeitenden Menschen erst recht zum Tyrannen des Menschseins. Es droht die Gefahr, daß der Mensch in der zweiten Natur, die er technisch als die seine hervorbringt, erstickt, während er gegenüber der unbewältigten Natur in seinem ständigen leiblichen Mühen um sein Dasein vergleichsweise frei erscheinen kann.*"

Man muß den letzten Satz wirklich zweimal lesen, um seinen abgrundtiefen Zynismus, um die ganze aus ihm sprechende Menschenverachtung zu erfassen. Also: Der Mensch, der der „unbewältigten Natur" hilflos gegenübersteht, der friert, wenn es draußen kalt ist, der hungert, wenn er schlecht geerntet hat, der im Dunkeln sitzt, wenn es Nacht ist, der sich in Schmerzen quält und stirbt, wenn er krank ist, der sich seiner eigenen Geschichte als einer fremden, drohenden, weil unverstandenen Macht gegenübersieht: dieser Mensch ist „vergleichsweise frei". „Vergleichsweise" wohlgemerkt mit dem Menschen, der die Naturgesetze bereits bis zu einem gewissen Grade kennt und sie daher für sich anwenden kann, der also heizen kann, der Licht machen kann, der Schmerzen lindern und Krankheiten heilen kann, für den eine Mißernte zwar immer noch ein ernstes Problem, aber doch keine absolute Katastrophe mehr ist, der die Beschränkungen von Raum und Zeit mit verkehrs- und funktechnischen Mitteln zu überwinden begonnen hat, und der sich jetzt gerade anschickt, seine Geschichte, seine Zukunft in planmäßige, in gewünschte Bahnen zu lenken: dieser Mensch „erstickt" in der „technischen Natur"! Welcher Freiheitsbebegriff steht dem Techniker näher, der oben zitierte von Jaspers oder der von Friedrich Engels, dessen klassische, im „Anti-Dühring" gegebene Definition wir hier noch einmal anführen wollen: „Nicht in der geträumten Unabhängigkeit von den Naturgesetzen liegt die Freiheit, sondern in der Erkenntnis dieser Gesetze, und in der damit gegebenen Möglichkeit, sie planmäßig zu bestimmten Zwecken wirken zu lassen ... Freiheit des Willens heißt daher nichts andres als die Fähigkeit, mit Sachkenntnis entscheiden zu können. Je freier also das Urteil eines Menschen in Beziehung auf einen bestimmten Fragepunkt ist, mit desto größerer Notwendigkeit wird der Inhalt dieses Urteils bestimmt sein; während die auf Unkenntnis beruhende Unsicherheit, die zwischen vielen verschiedenen und widersprechenden Entscheidungsmöglichkeiten scheinbar willkürlich wählt, eben dadurch ihre Unfreiheit beweist, ihr Beherrschtsein von dem Gegenstande, den sie grade beherrschen sollte. Freiheit besteht also in der auf Erkenntnis der Naturnotwendigkeiten gegründeten Herrschaft über uns selbst und über die äußere Natur; sie ist damit notwendig ein Produkt der geschichtlichen Entwicklung."

Als das junge Bürgertum zum ersten Mal die geschichtliche Bühne betrat, hatte es keine Angst vor Wissenschaft und Technik, da sah es in ihnen vielmehr seine besten Verbündeten, ja, die Grundlagen seiner wirtschaftlichen Existenz und Weiterentwicklung. Nicht umsonst führt Herr Theunissen seine „Häresie" ins 16. Jahrhundert zurück! Waren bisher an den Universitäten praktisch nur Latein, Theologie und allenfalls Medizin gelehrt worden, so spielten von jetzt ab die mathematischen und physikalischen Disziplinen eine immer größere Rolle. Wohl aber fürchteten damals die Ideologen des untergehenden Feudalismus die Naturwissenschaften; sie versuchten, die Verbreitung der wissenschaftlichen Lehren zu unterbinden und verfolgten die Wissenschaftler; sie verbrannten Giordano Bruno und zwangen Galilei durch die Folter zum Schweigen. Heute sprechen die Gestrich, die Theunissen und Jaspers von „Angst" und von der „Dämonie der Technik", während die junge, aufstrebende Arbeiterklasse die Sache der Wissenschaft und der Technik zu der ihren gemacht hat. In der ursprünglichen deutschen „Faust"-Sage, an deren Entstehen kirchliche Stellen bestimmt nicht unbeteiligt waren, verfällt Faust — ein Alchemist und Dunkelmann — dem Teufel. Goethe macht aus ihr ein Hohelied auf den um Erkenntnis ringenden Menschen, der erlöst wird, weil er immer strebend sich bemüht hat, auch wenn er dabei nicht immer ganz legitime Wege beschritt. Aber Adrian Leverkühn, der von Thomas Mann im „Dr. Faustus" als der typische bürgerlich-intellektuelle Künstler unserer Zeit gezeichnet ist, gibt Faust wiederum der Verdammnis preis (und er selbst ist ihr preisgegeben). Ist dies — die tatsächliche historische Entwicklung wie ihre symbolische Widerspiegelung in der Kunst — Zufall?

Es ist kein Zufall. Die geschichtliche Entwicklung vollzieht sich nach einem objektiv wirkenden Gesetz; einem Gesetz, das zuerst von Karl Marx erkannt und in klassischer Weise formuliert wurde: „In der gesellschaftlichen Produktion ihres Lebens gehen die Menschen bestimmte, notwendige, von ihrem Willen unabhängige Verhältnisse ein, Produktionsverhältnisse, die einer bestimmten Entwicklungsstufe ihrer materiellen Produktivkräfte entsprechen. ... Auf einer gewissen Stufe ihrer Entwicklung geraten die materiellen Produktivkräfte der Gesellschaft in Widerspruch mit den vorhandenen Produktionsverhältnissen. ... Es tritt dann eine Epoche sozialer Revolution ein." [6]

Naturwissenschaften und Technik sind Teile der Produktivkräfte. Sie sind heute in Widerspruch zu den kapitalistischen Produktionsverhältnissen geraten; und es gehört zu ihrem Wesen, diese Widersprüche in aller Schärfe zu offenbaren. In einer Zeit, in der Wissenschaft und Technik beginnen, die inneratomaren und nuklearen Kräfte zu beherrschen, sind Produktionsverhältnisse, deren politische Repräsentanten die Atomenergie zum Bombenwerfen mißbrauchen wollen, nicht mehr tragbar. Die Schlußfolgerung lautet also nicht: Habt Angst vor der Technik, sondern: Zieht die gesellschaftlichen Schlußfolgerungen aus dem Stand der Technik! Naturwissenschaft und Technik sind Dämon nur für die Klasse, deren geschichtlichen Untergang sie besiegeln. Und Beschwörungen, die Wissenschaft sei gar nicht wahr, sie sei nur richtig, — auch wenn sie Eingang in die Zeitschrift des VDI finden — halten den Gang der Geschichte nicht auf.

Schäffer

Literatur

[1] Gert H. Theunissen, Köln: Wenn Wissenschaft wahr wäre; VDI-Nachrichten Nr. 49, 5. Dezember 1962, S. 9

[2] Alfred Händel/Klaus Kneist: Kurzer Abriß der Logik; VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, Berlin, 1962

[3] W. I. Lenin: Aus dem philosophischen Nachlaß; Dietz Verlag Berlin, 1954, S. 116

[4] Grundlagen des Marxismus-Leninismus, Lehrbuch; Dietz Verlag Berlin, 1960

[5] Friedrich Dessauer: Streit um die Technik; Verlag Josef Knecht. Carolusdruckerei, Frankfurt am Main, 1956, S. 240/241 und 321/322

[6] Karl Marx/Friedrich Engels: Werke; Dietz Verlag Berlin, 1961, Band 13, S. 8 und 9

Das UKW-Drehfunkfeuer

HORST LIESEGANG und GÜNTER SCHWARZE

Prinzipielles

Das UKW-Drehfunkfeuer VOR (Very high frequency Omni Range, Visual Omnidirectional Range) ist ein typischer Vertreter der modernen Allrichtungsfunkfeuer. Diese gestatten es, im Gegensatz zu den älteren Vierkursfunkfeuern, einen radialen Anflug aus jeder Richtung durchzuführen. In Verbindung mit Entfernungsmeßgeräten (DME oder Entfernungsmeßsatz von TACAN) ist die Lösung beliebiger Navigationsprobleme möglich [siehe radio und fernsehen 20 (1962)]. Das Verfahren arbeitet mit Frequenzen im UKW-Bereich und zeichnet sich daher durch große Störfreiheit, aber gleichzeitig geringere Reichweite als Mittelwellensysteme aus.

Auf den einfachsten Nenner gebracht, erfolgt die Feststellung des Azimutes durch Phasenvergleich zweier niederfrequenter Schwingungen. Zu diesem Zwecke wird die HF mit 30 Hz moduliert und über zwei verschiedene Antennen abgestrahlt:

1. Eine rundstrahlende Antenne liefert die feste Bezugsphase (P_F).
2. Ein umlaufender Faltdipol erzeugt die azimutabhängige Phase (P_A).

Um beide Schwingungszüge im Empfänger unterscheiden zu können, ist im ersten Fall die HF mit einem Hilfsträger von ungefähr 10 kHz amplituden- und dieser mit 30 Hz frequenzmoduliert. Die gegenseitige Phasenlage wird so gewählt, daß in magnetischer Nordrichtung immer die Phasendifferenz 0° auftritt. Analog ergibt sich für die Ostrichtung eine Phasendifferenz von 90°. Im Bild 1 sind die Verhältnisse dargestellt für die Fälle:

a) Bezugsphase geht durch Null,
b) Bezugsphase geht durch Maximum.

Es ist zu erkennen, daß in beiden Fällen für entsprechende Richtungen immer die gleiche Phasendifferenz auftritt.

Technische Ausführung

Senderseite

Es existieren mehrere Ausführungsformen. Im folgenden wird die Bauart der in der Bundesrepublik verwendeten Anlagen näher betrachtet (Bild 2). Die Sendefrequenz von 112 ··· 118 MHz wird aus einem Quarzoszillator, der zwischen 6,2 und 6,6 MHz arbeitet, und anschließender Vervielfachung gewonnen. Dem AM-Modulator werden folgende NF-Signale zugeführt:

1. Mit 30 Hz frequenzmodulierter Hilfsträger (Mittenfrequenz 9960 Hz, Hub ±480 Hz)
2. 1020-Hz-Spannung, die von einem Rufzeichengeber geliefert wird und die Morsekennung der jeweiligen VOR-Station enthält

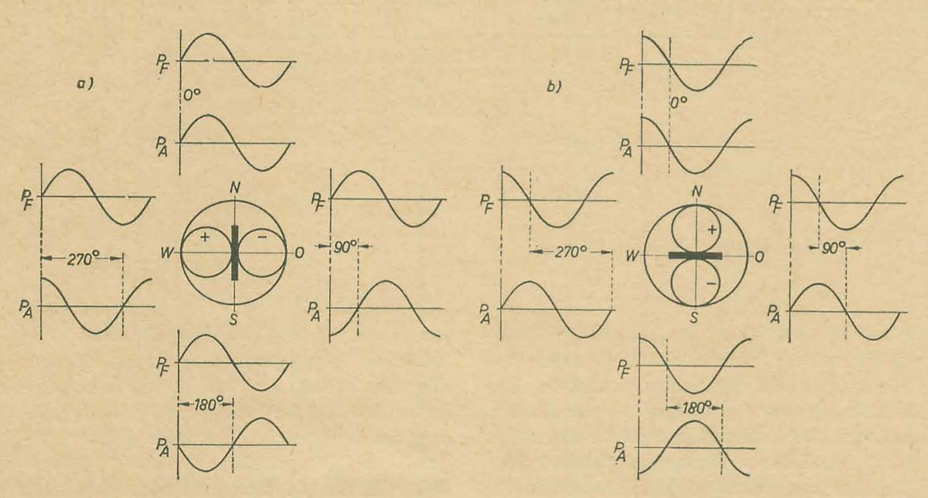


Bild 1: Abhängigkeit der Phasenverschiebungen vom Azimut

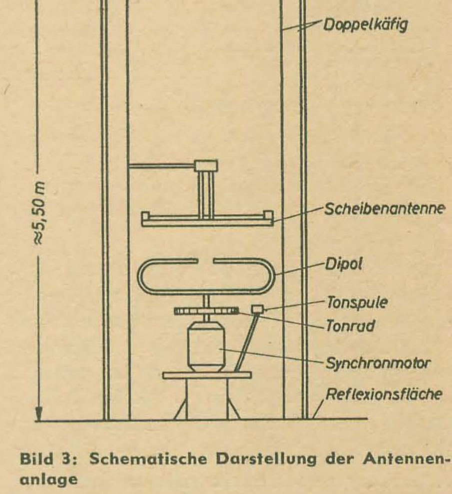


Bild 3: Schematische Darstellung der Antennenanlage

Bild 2: Blockschema einer VOR-Bodenstation

3. Sprachmodulation zur Sprechfunkverbindung mit Flugzeugen, die sich im Bereich der VOR-Station befinden

Nach dem Modulator folgt der Senderverstärker mit einer Ausgangsleistung von etwa 200 W. Davon gelangen 127 W an die rundstrahlende Antenne. Von dem Rest wird im Modulationsunterdrücker mittels einer Begrenzerschaltung die Modulation wieder entfernt und die reine HF auf den rotierenden Faltdipol gegeben.

Ein wichtiger Teil der gesamten Anlage ist der 60-Hz-Generator, der wesentlich die Genauigkeit der Anlage mitbestimmt. Er besteht aus einem 1920-Hz-Quarzoszillator, fünf Teilerstufen und einer Gegentaktendstufe. Diese liefert die Leistung für den Synchronmotor, der den Faltdipol mit 1800 U/min antreibt. Durch diese Rotation erscheint die vom Dipol

abgestrahlte HF einem Empfänger mit 30 Hz amplitudenmoduliert. Auf der Motorwelle sitzt außerdem ein Tonrad. An dessen Umfang sind 332 Zähne mit unterschiedlicher Teilung so angeordnet, daß beim Vorbeilaufen an der Tonspule eine Spannung entsteht, deren Frequenz entsprechend dem Hub zwischen 9480 Hz und 10440 Hz schwankt. Das bedeutet bei 30 Hz einen Modulationsindex von 16, der zur Verbesserung des Störabstandes des Systems beiträgt.

Im folgenden soll noch einiges zu den verwendeten Antennen gesagt werden (Bild 3). Als Rundstrahler dient eine Scheibenantenne von etwa 50 cm Durchmesser, bei der an vier Stellen des Umfanges die HF eingespeist wird.

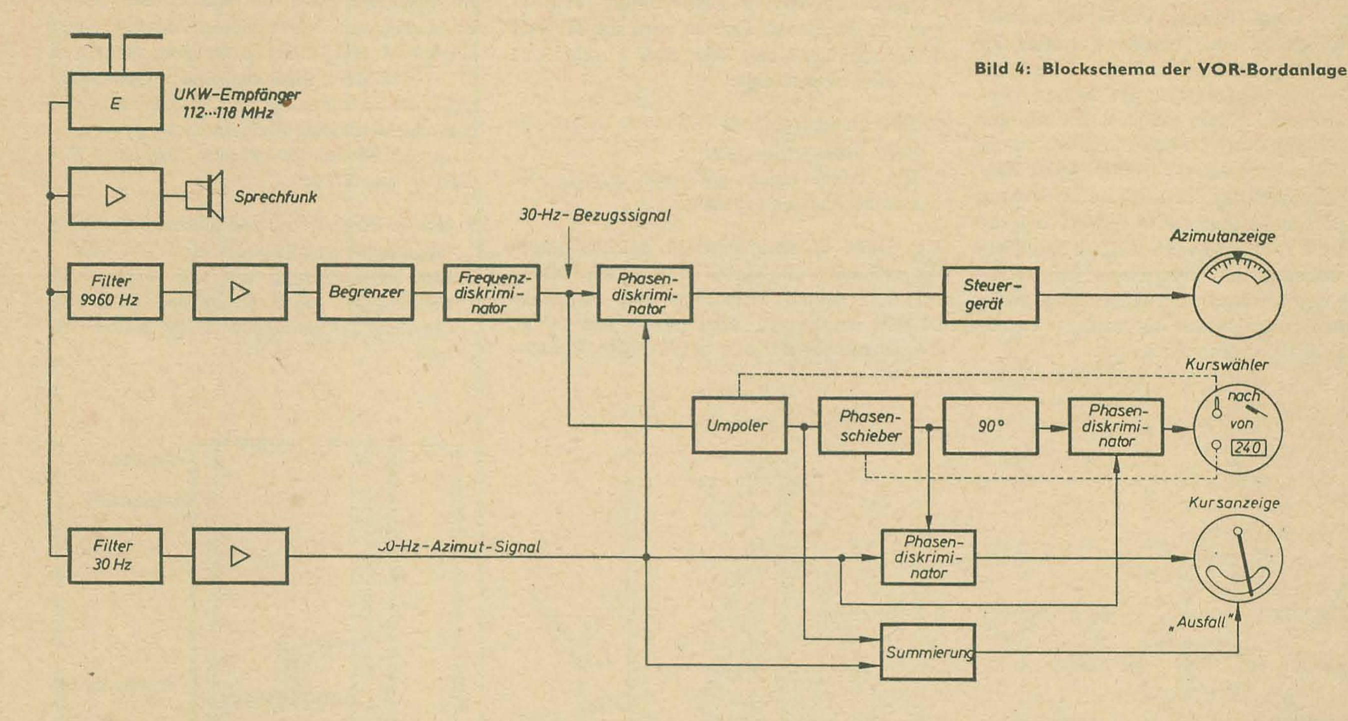


Bild 4: Blockschema der VOR-Bordanlage

Man erreicht damit, daß am Umfang ein praktisch konstanter Strom fließt und somit ein kreisförmiger Verlauf des horizontalen Strahlungsdiagramms entsteht. Scheibenantenne und Dipol befinden sich im unteren Drittel eines zylinderförmigen Käfigs. Dieser besteht aus 2×20 Aluröhren und hat folgende Aufgaben:

1. Anpassung des Strahlungswiderstandes des Dipols an den des freien Raumes
2. Verhinderung der Abstrahlung unerwünschter vertikalpolarisierter Komponenten
3. Verformung des Strahlungsdiagramms in Richtung größerer Erhebungswinkel

Der Käfig befindet sich auf dem Dach des Stationsgebäudes und ist zum Schutz gegen Witterungseinflüsse mit einer Plexiglasumhüllung versehen. Um definierte Verhältnisse bezüglich des Strahlungsdiagramms zu schaffen, ist das Dach des Gebäudes mit Blech belegt.

Je nach Antennenhöhe und Größe der Reflexionsfläche ist die vertikale Strahlungscharakteristik verschieden beschaffen. Im allgemeinen ist eine brauchbare Auswertung bei Erhebungswinkeln zwischen 0° und 50° gegeben. Das erfordert aber erfahrungsgemäß in der Umgebung eine Hindernisfreiheit bis zu einem Winkel von etwa 1,3°. Damit dürfen z. B. in einer Entfernung von 50 m nur maximale Bodenerhebungen von 1,20 m auftreten (entspricht 12 m bei 500 m Entfernung).

Fernbedienung und Überwachung

VOR-Stationen werden unbemannt betrieben. Sie erfordern daher neben der Überwachung eine Fernbedienung (Ein- und Umschaltung, Sprechfunk). Diese erfolgt von der nächstgelegenen Stelle des technischen Dienstes der Flugsicherung aus über Leitungen. Die Überwachung bezieht sich entsprechend den Festlegungen der internationalen Organisation der Zivilluftfahrt ICAO (International Civil Aviation Organization) auf die Amplituden des Bezugs- und Azimutsignals und deren gegenseitige Phasenlage.

Für diesen Zweck sind bei jedem UKW-Drehfunkfeuer zwei Felddetektoren vorhanden. Das sind Empfangseinrichtungen, die in einer Entfernung von etwa 50 m von der Station und um 180° versetzt aufgestellt sind. Das dort demodulierte Signalgemisch wird über Leitungen zum Überwachergestell des Senders geführt und nach seinen Anteilen getrennt. Die Morsekennung und eine evtl. Sprachmodulation gelangen zu einer Abhöreinrichtung in der Fernbedienstelle. Dort wird der jeweilige Betriebszustand durch drei verschiedenfarbige Lichtsignale angezeigt. Normalerweise leuchtet eine grüne Lampe, die „Betrieb" anzeigt. Rot bedeutet „Störung", während eine gelbe Lampe „Eingriff" meldet, da bei Kommandogabe von der Fernbedienstation die Überwachung unterbrochen ist. Die Störungsanzeige erfolgt durch Abfall eines Relais und kann drei verschiedene Ursachen haben:

1. Die Amplitude der Rundstrahlung sinkt unter einen vorgegebenen Wert ab,
2. Die Amplitude der azimutabhängigen Strahlung unterschreitet einen festgesetzten Wert,
3. Die Phasenbeziehung zwischen Bezugs- und Umlaufsignal ist gestört (z. B. $\varphi \neq 0$ für den in Nordrichtung stehenden Felddetektor).

Die schaltungstechnische Durchführung sei nur kurz angedeutet. In den ersten beiden Fällen wird die Spannung für das Relais, das bei Abfall den Amplitudenalarm auslöst, durch Verstärkung und Gleichrichtung gewonnen, während im dritten Falle durch Begrenzung und Differentiation zwei Impulsfolgen gewonnen werden, die auf eine Koinzidenzschaltung gegeben werden. Bei Abweichungen von 1 bis 2° fällt wieder ein Relais ab und gibt Phasenalarm.

Empfängerseite

Zum Empfang der Ausstrahlung eines UKW-Drehfunkfeuers dient an Bord von Flugzeugen ein horizontaler V-Dipol, der meist im Leitwerk untergebracht ist. Er speist einen empfindlichen Überlagerungsempfänger, der den Frequenzbereich von 112 bis 118 MHz umfassen muß. Da die Bezugs- und Umlaufstrahlung des Drehfunkfeuers auf der gleichen Frequenz erfolgen, werden sie im Empfänger linear überlagert. Durch die unterschiedliche Phasenlage der Achtercharakteristik des rotierenden Dipols und des Rundstrahlers auf der Sendeseite tritt beim Empfang Addition bzw. Subtraktion auf. Dadurch wird überhaupt erst eine auswertbare azimutabhängige Sinusinformation geschaffen. Diese Überlagerung könnte man ebensogut sendeseitig vorsehen, indem man einen Richtstrahler mit Kardicidencharakteristik rotieren ließe.

An den AM-Demodulator des Empfängers sind die für die navigatorische Auswertung notwendigen Phasenmeßschaltungen sowie die Einrichtungen zum Empfang des Sprechfunks angeschlossen. Oft ist der Hochfrequenzteil des Empfängers noch für weitere Kanäle im UKW-Bereich ausgelegt. Er dient dann zusammen mit weiteren Zusatzeinrichtungen dem Empfang des Landekurssenders beim Anflug nach dem Instrumenten-Lande-System ILS, das in einem späteren Beitrag behandelt werden soll. Der gewünschte hochfrequente Kanal wird mit einem Frequenzwahlschalter eingestellt.

Bild 4 zeigt den schematischen Aufbau einer VOR-Bordanlage. Das demodulierte Frequenzgemisch wird durch Filter in seine Bestandteile getrennt: Sprechfunk; 9960 Hz (mit der durch Frequenzmodulation aufgeprägten 30-Hz-Bezugsphase); 30 Hz (azimutabhängiges Signal). Im Schaltzug für die Bezugsphase liegt zur Verbesserung des Störabstandes eine Begrenzerschaltung, die einen Frequenzdiskriminator speist. An dessen Ausgang stehen die 30 Hz mit der festen Phase zur Verfügung. Im zweiten Schaltzug liegt das Filter für die 30 Hz mit der variablen Phasenlage. Beide Spannungen werden in einem Phasendiskriminator verglichen. Die gegenseitige Phasenverschiebung ist ein direktes Maß für den Winkel zwischen der Standlinie, die durch die Verbindung vom Ortungspunkt zur VOR-Station gebildet wird, und der magnetischen Nordrichtung. Die Anzeige geschieht automatisch über ein motorisch betriebenes Steuergerät am Azimut-Anzeige-Instrument. Um zusätzlich noch den mißweisenden Kurs des Flugzeuges ablesen zu können, wird oft noch ein Radiokompaßinstrument benutzt, auf das durch Drehfeldgeber neben der Stellung des Azimutanzeigers auch die Information des Magnetkompasses übertragen wird. Folgende Angaben sind dann ablesbar:

- Winkel zwischen der Richtung zum Drehfunkfeuer und magnetisch Nord
- Winkel der Richtung zum Drehfunkfeuer gegen die Flugrichtung (Flugzeuglängsachse)
- Winkel zwischen Flugrichtung (Flugzeuglängsachse) und magnetisch Nord (= mißweisender Kurs).

Mit dem Kurswähler kann der Pilot einen im Flugplan vorgeschriebenen Kurs, unter dem die VOR-Station überflogen werden soll, einstellen. Damit wird ein Phasenschieber in der Leitung des Bezugssignals betätigt. Die so phasengedrehte Bezugsspannung und die azimutabhängige Spannung werden einer Phasenmeßschaltung zugeführt, an deren Ausgang das Kursanzeigeinstrument (Kreuzzeiger) liegt. Bild 5 zeigt die Schaltung des Phasendiskriminators. Stimmt der vorgewählte mit dem geflogenen Kurs überein, dann sind die Spannungen an den beiden Graetz-Gleichrichtern gleich. Da ihre Ausgänge gegeneinandergeschaltet sind, also die Differenz der gleichgerichteten Spannungen gebildet wird, liegt am Kreuzzeigerinstrument keine Spannung, und der vertikale Zeiger steht auf Kurs (senkrechte Lage). Entsprechend entsteht bei Kursabweichungen eine positive oder negative Spannung, so daß der Kreuzzeiger Rechts- oder Linksausschlag aufweist. Dabei ist zu beachten, daß diese Kursangabe als Kommandoanzeige erfolgt. Bei einer Kursabweichung nach links entsteht demgemäß ein Ausschlag nach rechts. Das bedeutet für den Piloten „fliege nach rechts", um auf den gewählten Kurs zu kommen. Wie das Blockschema von Bild 4 zeigt, besitzt das Kursinstrument noch eine Ausfallanzeige. Dadurch ist zu erkennen, ob die Nullanzeige nicht etwa durch den Ausfall der Ortungsfrequenz verursacht wird. Für diesen Zweck wird von den beiden 30-Hz-Signalen die Summenspannung gebildet und auf ein Drehspulmeßwerk gegeben. Fällt die Signalenergie unter einen bestimmten Pegel ab, dann erscheint der Zeiger mit einem Schauzeichen („Ausfall") im Blickfeld.

Zur Eindeutigkeit der von einem UKW-Drehfunkfeuer gelieferten navigatorischen Information gehört noch die Aussage, ob man auf die Station zufliegt oder sich von ihr wegbewegt. Diese „Von-Nach"-Anzeige ist mit am Kurswähler angebracht. Bild 6 zeigt die dazugehörige Schaltung. Es ist wiederum ein Phasenmesser, der auf den Phasensprung des Azimutsignals um 180°, der beim Überfliegen der VOR-Station auftritt, anspricht. An dieser Stelle soll noch kurz auf die Bedeutung des im Bild 4 aufgeführten Umpolers eingegangen werden, der von einem Schalter am Kurswähler betätigt wird. Dreht nämlich ein Flugzeug noch vor dem Überqueren des Drehfunkfeuers auf Abflug, so bleibt sowohl die Azimut- als auch die „Nach"-Anzeige bestehen. Jedoch das Kursablageinstrument reagiert nicht mehr sinngemäß auf Richtungsänderungen des Flugzeuges. Dies vermeidet der Umpoler, der die „Von-Nach"-Anzeige umschaltet (180°-Phasendrehung!). Gleichzeitig wird die Azimutablesung mechanisch um 180° gedreht. Zur Veranschaulichung der Arbeitsweise der VOR-Bordinstrumente zeigt Bild 7 ein einfaches Flugmanöver mit den zugehörigen Ablesungen. Das Drehfunkfeuer soll mit einem Kurs von 45° überflogen werden (Einstellung am Kurswähler). In A zeigt das Azimutinstrument 15°, der Kursanzeiger „fliege nach rechts". In B und C wird Kurs angezeigt. Nach dem Überflug (C) zeigt die Azimutablesung Kurs (45°) + 180°, also 225° an, der „Von-Nach"-Zeiger steht auf „Von"-Ausschlag.

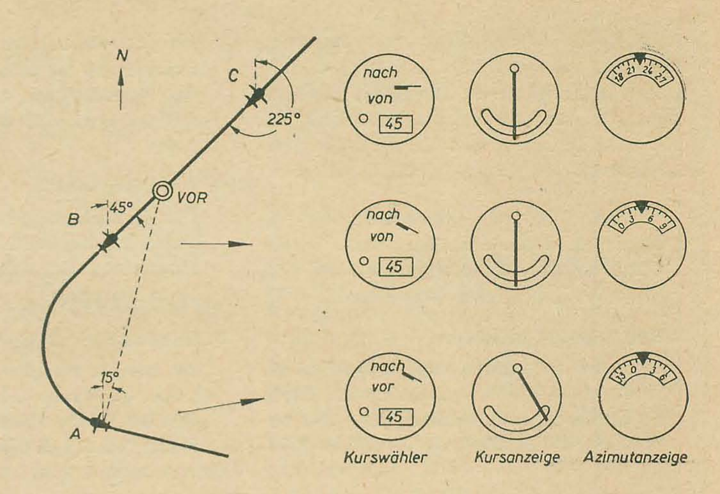


Bild 7: Flugmanöver und Anzeige der VOR-Bordinstrumente

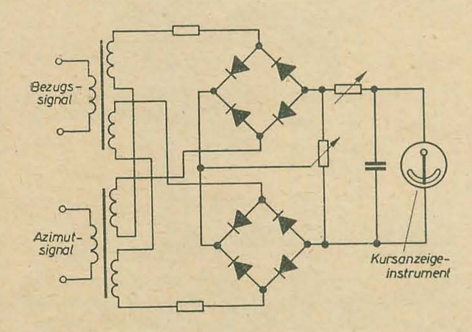


Bild 5: Schaltung zur Kursanzeige

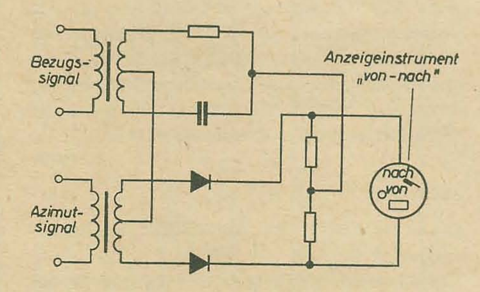


Bild 6: Schaltung zur „Von-Nach"-Anzeige

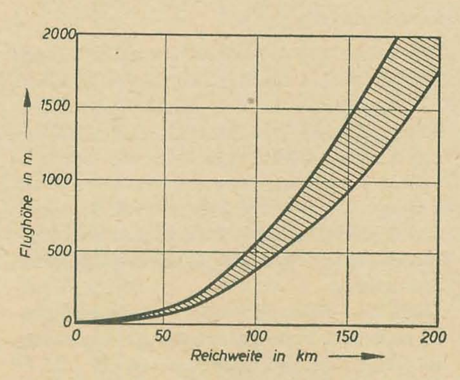


Bild 8: Abhängigkeit der Reichweite von der Flughöhe

Reichweite und Genauigkeit

Die Verwendung von Frequenzen im UKW-Bereich bringt zwar eine große Störfreiheit des Systems mit sich, bedingt aber relativ geringe Reichweiten. Gemäß den Ausbreitungsbedingungen in diesem Frequenzgebiet kann man für sicheren Empfang mit Entfernungen rechnen, die der quasioptischen Ausbreitung entsprechen. Das bedeutet also Reichweiten, die etwas über der optischen Sicht liegen. Naturgemäß gehen dabei die Aufstellungshöhen von Sende- und Empfangsantenne mit ein, insbesondere also die Flughöhe. Bild 8 zeigt den Zusammenhang zwischen Flughöhe und Reichweite; es gilt für die bei VOR-Stationen übliche Strahlungsleistung von 200 W bei einer Höhe der Sendeantenne von 16 m. Die obere Begrenzung im Diagramm wird durch die Kurve für die optische Sicht gebildet. Die untere schwankt etwas, da sich die Beugung mit den physikalischen Bedingungen in der Atmosphäre ändert. Man erkennt, daß sich für Flughöhen, die für Kurzstrecken üblich sind, Reichweiten von 150 bis 200 km ergeben. Dagegen liegen

die Werte für 7000 m Höhe, wie sie von Strahlflugzeugen benutzt werden, bei 400 km.
Auf die Genauigkeit der Ortung mit VOR-Anlagen haben die folgenden Fehler Einfluß, von denen für die ersten drei Gruppen die internationalen Festlegungen der ICAO gelten.

1. Aufstellungsfehler
Sie treten durch Sekundärstrahler in der Umgebung der Sendeantenne auf und sind besonders in bergigem Gelände groß.

2. Bodenanlagenfehler
Diese entstehen durch Ungenauigkeiten des Tonrades und der Drehzahl sowie durch Fehljustierung der Richtantenne und ungünstige Käfigbemessung (vertikale Feldkomponenten!). Der Betrag des Azimutfehlers kann bis zu 2° reichen. Der Betrag des Gesamtfehlers von Anlage und Aufstellung darf laut ICAO nicht über 3,5° liegen.

3. Streckenfehler
Darunter fallen Ausbreitungsunregelmäßigkeiten durch reflektierende Objekte auf der Flugstrecke. Der Azimutfehler soll weniger als 3° betragen.

4. Bordanlagenfehler
Sie werden von der Anbringung der Antenne und vom elektronischen Teil des Gerätes (Phasenschieber!) bestimmt. Dieser Fehler kann bei höherem Aufwand klein gehalten werden, was die Bordanlage aber verteuert. Zwischen guten Geräten mit Fehlerbeträgen von 0,5 bis 1,2° und Kleinanlagen mit 1,5 bis 3,5° herrscht z. B. ein Preisverhältnis von 5 : 1.

Der Gesamtfehler der Ortung mit dem UKW-Drehfunkfeuer ergibt sich aus der Quadratwurzel von der Summe der einzelnen Fehlerquadrate unter 1. bis 4.

Literatur

K. Bärner: Flugsicherungstechnik I; Hanns Reich Verlag, München

W. E. Meyer: Moderne Funkortung; Franz Westphal Verlag, Wolfshagen-Scharbeutz

Fernsehantenne mit Parabelreflektor

Allgemeines

Der Empfang von Fernsehsignalen in gebirgiger Umgebung wird oft durch das Auftreten von Doppel- oder sogar Mehrfachkonturen auf dem Bildschirm getrübt. Teilweise wird diese Erscheinung mit einem mehr oder weniger verzerrten Fernsehton begleitet. Die sogenannten „Geisterbilder", die durch Laufzeitunterschiede entstehen, hinterlassen unscharfe Bildkonturen. Mit herkömmlichen Antennen, wie sie im Handel sind, ist es oftmals selbst nach langwieriger Standortsuche nicht in jedem Falle möglich, diese Erscheinung wirksam zu bekämpfen.
Mit dem Auftreten von „Geistern" ist ebenfalls eine zeitliche Verschiebung der Synchronisierimpulse verbunden, so daß oft eine unstabile Synchronisation des TV-Empfängers eintritt.
Aufgabe einer für den Empfang in Berggegenden benutzten Antenne ist also eine scharfe Bündelung und ein sehr hohes Vor-Rückwärts-Verhältnis. Zwar ist diese Feststellung nichts Neues, die Praxis lehrt jedoch,

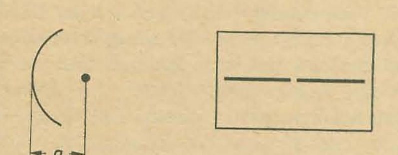


Bild 1: Dipolanordnung im Reflektor

daß herkömmliche Antennen, trotz ihrer vorzüglichen Charakteristik, nicht immer ausreichend sind.

Beschreibung der Antenne

Im Brennpunkt F einer als Parabel ausgebildeten Reflektorwand liegt die Längsachse eines $\lambda/2$-Strahlers (Bild 1). Die Parabelöffnung zeigt in Richtung des Hauptstrahles, der durchaus auch eine kräftige Reflektion sein kann. Sämtliche parallel zur Symmetrieachse der Parabel einfallenden Strahlen werden zum Brennpunkt, also zum Dipol reflektiert. Durch die Ausbildung der Reflektorwand als Parabel wird somit eine sehr scharfe Bündelung erreicht, das günstige Vor-Rückwärts-Verhältnis ergibt sich aus der ausgezeichneten Abschirmung des Dipols nach hinten. Je näher der Strahler an der Reflektorwand steht, um so vollkommener ist die Abschirmung. Der Wellenwiderstand sinkt dann jedoch beträchtlich ab, so daß die Verwendung von Strahlern mit hohen Anpassungswerten ratsam ist.

Konstruktion

Die Ausbildung der Reflektorwand aus Blech in Parabelform benötigt einige Vorarbeiten. Zunächst muß darüber Klarheit bestehen, welcher Strahler gewählt und welcher Wellenwiderstand benötigt wird. Da für handelsübliche Kabelarten lediglich 70 Ω bzw. 260 Ω in Frage kommen und jede Art von Transformation verlustbehaftet ist, kommen vornehmlich Schleifen- oder Doppelschleifendipole zur Anwendung.
Ein in 0,1-λ-Abstand vor der 0-Stelle der Parabel stehender Faltdipol schafft die Anpassung an ein 70-Ω-Kabel, während eine in 0,15-λ-Abstand befindliche Doppelschleife die Anpassung für ein 260-Ω-Kabel ergibt.
Liegt für den zu empfangenden Kanal im Band III der Abstand a fest (Tabelle 1), kann mit der Konstruktion der Parabel begonnen und sollte zunächst auf einem festen Karton ausgeführt werden. Ausgeschnitten dient sie später als Schablone und muß sehr genau auf das Blech übertragen werden.
Im Maßstab 1 : 1 wird auf einem Karton eine

Tabelle 1

Band III	a in cm	
Kanal	0,1 λ	0,15 λ
5	16,9	25,3
6	16,2	24,3
7	15,6	23,4
8	15,1	22,6
9	14,6	21,8
10	14,1	21,2
11	13,6	20,4

Leitlinie l und im Abstand von 2a (Tabelle 1) der Brennpunkt F aufgetragen.
Beliebig viele Parabelpunktpaare ($P, \overline{P}$) liegen sowohl auf der Schar konzentrischer Kreise um F mit dem Abstand r, wie auch auf der Schar der Parallelen zur Leitlinie l im Abstand von r. Der Kreis um F mit r_1 liefert also die Schnittpunkte P_1 und $\overline{P}_1$ mit der Parallelen zu l im Abstand r_1 usw. (Bild 2). Die Höhe der Reflektorwand ist an sich beliebig, wird jedoch nach oben hin von der großen Abmessung, nach unten von der Wirksamkeit begrenzt. Die Breite wird wie jeder normale Reflektor etwa 6% größer als der Dipol berechnet, der für den entsprechenden Kanal ermittelt wurde.

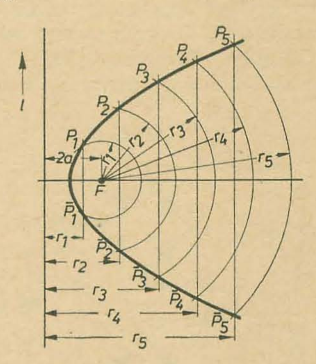


Bild 2: Parabelkonstruktion

Bei der Aufstellung der Antenne im Freien ist zu bedenken, daß sie einer enormen Windbelastung ausgesetzt ist. Auf eine sehr stabile Ausführung und Befestigung ist daher besonderer Wert zu legen. Auf Grund der scharfen Bündelung kommt es schon bei geringen Verdrehungen der Antenne zu erheblichen Pegelschwankungen. Die Ganzmetallausführung kann hier angewandt werden und dient der Vergrößerung der mechanischen Stabilität.

War

Literatur

[1] Grundwissen des Ingenieurs: Fachbuchverlag Leipzig

[2] Curt Rint: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker II. Band

Prüfklassen für Bauelemente der Schwachstromtechnik

Mitteilung aus dem DAMW Prüfdienststelle für Klimaschutz

Dieser Beitrag ist eine zusätzliche Information zum Artikel von L. Steinke über „Die klimabedingten Schärfegrade für Bauelemente der Fernmeldetechnik" [radio und fernsehen 6 (1962) S. 184].

Grundsätzlich muß festgestellt werden, daß der Verfasser des erwähnten Artikels die in der DDR neu geschaffenen Standards noch nicht berücksichtigen konnte. Es soll deshalb das gleiche Problem unter Berücksichtigung der DDR-Standards und der Methodik der DAMW Prüfstelle für Klimaschutz behandelt werden.

Die Vergabe von Prüfklassen erfolgt durch das DAMW auf Grundlage der TGL 9202. Diese TGL ist Bestandteil der Rahmenstandardreihe für den Klimaschutz (TGL 9198 bis 9224). Grundsätzlich erfolgt die Vergabe von Prüfklassen im Zusammenhang mit der Erteilung von Gütezeichen.

Die Prüfklasse wird durch eine dreistellige Zahl gebildet. Die sich aus den Prüfklassen ergebenden Beanspruchungen sind aus der beigefügten Tabelle der TGL 9202 ersichtlich. In dieser Tabelle ist bewußt keine Angabe über die Einsatzmöglichkeit gemacht worden. Die Einschätzung, welches Bauelement in bestimmten Geräten einzusetzen ist, kann nicht allein von Klimazonen abhängig gemacht werden.

Die TGL 9199 legt eine exakte Einteilung in 4 Klimazonen fest.

Diese sind: kalt,
gemäßigt,
trockenwarm,
feuchtwarm.

Jede Klimazone ist durch die Festlegung bestimmter Klimaparameter definiert. Eine Zuordnung der Prüfklassen zu Klimazonen ist schon deshalb nicht richtig, weil die meisten Bauelemente in erster Linie den Einflüssen des Geräteinnenklimas ausgesetzt sind.

Unter welchen Gesichtspunkten beurteilt nun der Konstrukteur die Einsatzmöglichkeiten der Bauelemente?

Bei Geräten ohne Eigenerwärmung (z. B. volltransistorisierte Geräte) können in der Regel die Werte der Prüfklassen den Werten der Klimaschutzarten für die in Frage kommende Klimazone aus der TGL 9200 entnommen werden. Dabei müssen aber auf jeden Fall die angegebenen Zusatzbeanspruchungen (z. B. Schimmelpilzbewuchs, Sand und Staub usw.) beachtet werden.

Bei Geräten, die z. B. durch Eigenerwärmung ein von den äußeren Einflüssen abweichendes Innenklima besitzen, ist die Auswahl durch genaue Untersuchungen vorzunehmen. Dabei wird gefordert, daß jedes Bauelement in seiner Prüfklasse mindestens der erforderlichen Klimaschutzart des Gerätes in den Parametern der Klimaprüfbeanspruchung entspricht. Aus diesem Grunde ist es zweckmäßig, schon bei der Entwicklung von Geräten mit den Mustern Klimaprüfungen durchzuführen. Die Praxis der Klimauntersuchungen hat gezeigt, daß viele nicht vorauszusehende oder voraus zu berechnende Faktoren schon vor der Einführung des Gerätes in die Serie abgestellt werden konnten.

Bei der Beantwortung der Frage, aus welchem Grunde der Tabelle keine Zusatzbeanspruchungen zugeordnet wurden, soll im folgenden die vom Bauelementenhersteller zu leistende Arbeit erwähnt werden.

Die TGL 9202 ist eine Rahmenvorschrift. Sie bezieht sich auf Prüfklassen, ohne dabei speziell Bauelemente zu erwähnen. Es ist deshalb erforderlich, für jede Erzeugnisgruppe (z. B. Festkondensatoren, Schichtwiderstände usw.) einen speziellen Standard heranzuziehen. Diese Standards legen hauptsächlich zwei Punkte fest: Eine Auswahlskala von Prüfklassen und die Zuordnung von Zusatzprüfungen.

Die Auswahlskala von Prüfklassen ist deshalb wichtig, weil nach der Ziffernauswahl der Prüfklassen mehrere hundert Möglichkeiten bestünden. Diese Auswahl kann nur in enger Zusammenarbeit der Bauelementehersteller mit den Geräteherstellern erfolgen. Leider sind in der Vergangenheit solche Standards nicht in zufriedenstellender Art und Weise erarbeitet worden. Deshalb ist auf diesem Gebiet seitens der VVB Bauelemente und Vakuumtechnik noch einige Arbeit nötig. Als Musterbeispiel für eine gute TGL kann die vom Büro für Standardisierung des Kondensatorenwerkes Gera herausgegebene TGL 12265 „Festkondensatoren: Prüfklassen für klimatische und mechanische Prüfungen" angesehen werden.

Zum Abschluß sei noch erwähnt, daß die TGL-Reihe „Klimaschutz" auf der Grundlage der im GRW beschlossenen Empfehlungen und der Empfehlungen der IEC erarbeitet wurde. In der DDR erfolgt die Koordinierung, Organisierung und Anleitung auf dem Gebiete des Klimaschutzes durch die Prüfdienststelle für Klimaschutz des DAMW.

Alfred Thiem

Tabelle für Prüfklassen nach TGL 9202

erste Ziffer		zweite Ziffer		dritte Ziffer	
Beständigung gegen Kälte nach TGL 9204		Beständigung gegen trockene Wärme nach TGL 9205		Beständigkeit gegen feuchte Wärme nach TGL 9206	
Schärfegrad	Parameter der Beanspruchung	Schärfegrad	Parameter der Beanspruchung	Schärfegrad	Parameter der Beanspruchung
3	—65 °C	1	200 °C	1	56 Zyklen Langzeitwechselprüfung TGL 9206, Bl. 1
4	—55 °C	2	155 °C	2	21 Zyklen Langzeitwechselprüfung TGL 9206, Bl. 1
5	—40 °C	3	125 °C	3	7 Zyklen Langzeitwechselprüfung TGL 9206, Bl. 1
6	—25 °C	4	100 °C	4	56 Tage }
7	—10 °C	5	85 °C	5	21 Tage } Konstantprüfung
		6	70 °C	6	4 Tage } TGL 9206, Bl. 3
		7	55 °C	7	4 Tage }
		8	40 °C		

Der ZF-Verstärker – Selbsterregung und Neutralisation

KLAUS K. STRENG

Der Frequenzumsetzung im Empfängereingang folgt stets eine hohe Verstärkung. Da die Trägerfrequenz nach der Umsetzung unabhängig von der jeweils empfangenen Frequenz ist, kann der Verstärker fest auf eine Frequenz — die Zwischenfrequenz — abgestimmt sein. Diese Tatsache erlaubt den Aufbau besonders einfacher Resonanzverstärker. Wie alle Resonanzverstärker mit auf gleicher Frequenz abgestimmten Kreisen im Ein- und Ausgang jeder Stufe neigt der ZF-Verstärker unter bestimmten Bedingungen zur Selbsterregung. Gegen diese Neigung müssen gegebenenfalls Neutralisationsmaßnahmen getroffen werden.

Prinzipieller Aufbau einer ZF-Verstärkerstufe

Wie bereits erwähnt, handelt es sich beim ZF-Verstärker um einen Resonanzverstärker. In Hörrundfunkempfängern sind die Kreise im ZF-Verstärker auf den Sollwert der Zwischenfrequenz abgestimmt (seltener symmetrisch verstimmt auf eine sehr eng benachbarte Frequenz). Im allgemeinen werden zur Kopplung zwischen den einzelnen Stufen zwei- oder mehrkreisige Bandfilter verwendet Diese weisen gegenüber dem einfachen Resonanzkreis ein ausgeglicheneres Übertragungsmaß im Durchlaßbereich auf und eine größere Flankensteilheit, so daß die Selektion größer als beim einfachen Resonanzkreis ist.

Die Berechnung von ZF-Filtern in den zahlreichen möglichen Ausführungen [1] [2] [3] ist sehr kompliziert und soll an dieser Stelle nicht erläutert werden. Der Einfachheit halber werden bei den folgenden Betrachtungen zweikreisige kritisch gekoppelte Bandfilter vorausgesetzt, doch gelten die abgeleiteten „Erkenntnisse" prinzipiell für alle Typen von Bandfiltern.

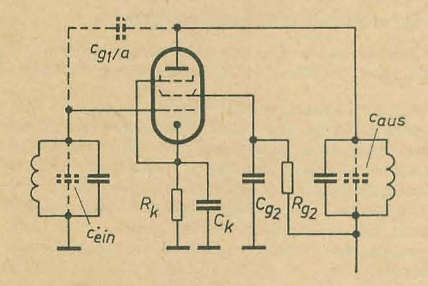


Bild 1: Schaltung einer ZF-Verstärkerstufe, die Röhrenkapazitäten sind gestrichelt gezeichnet

In Fernsehrundfunkempfängern bestehen im ZF-Verstärker andere Verhältnisse. Auf Grund der großen relativen Bandbreite und im Interesse einer möglichst großen Verstärkung sind die Resonanzfrequenzen der einzelnen Kopplungsglieder zwischen den Verstärkerstufen stark unterschiedlich gegenüber der ZF-Sollfrequenz versetzt. Dadurch fehlt ein typisches Merkmal des Resonanzverstärkers. Gleichzeitig sind — wieder im Interesse einer möglichst großen Bandbreite — die resonanten Kopplungsglieder stark gedämpft. Die folgenden Ausführungen beziehen sich deshalb nicht auf ZF-Verstärker in Fernsehrundfunkempfängern.

Bild 1 zeigt die Prinzipschaltung einer ZF-Verstärkerstufe im Hörrundfunkempfänger. Ein- und Ausgangskreis einer Pentodenstufe enthalten je einen auf die ZF abgestimmten Schwingkreis. Ein- und Ausgangskapazitäten von Röhre und Schaltung werden in den jeweiligen Kreis mit eingestimmt. Sie haben demzufolge keinen unmittelbaren Einfluß auf die Funktion der Verstärkerstufe. Dagegen liegt die (bei Pentoden sehr kleine) Steuergitter-Anodenkapazität $c_{g1/a}$ zwischen Ein- und Ausgang. Sie bewirkt somit eine Rückkopplung der Ausgangsspannung auf den Eingang, die zur Selbsterregung der Stufe führen kann. Im nachfolgenden Abschnitt sollen die Bedingungen untersucht werden, unter denen eine solche Selbsterregung zustande kommt.

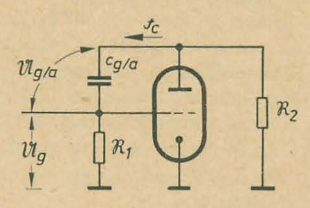


Bild 2: Zur Wirkung der Gitter-Anodenkapazität in der Resonanzverstärkerstufe

Die Selbsterregung im ZF-Verstärker

Ausgangspunkt der Betrachtungen sei Bild 2. Es stellt eine stark vereinfachte Verstärkerstufe mit den Scheinwiderständen $\mathfrak{R}_1$ und $\mathfrak{R}_2$ im Ein- und Ausgang dar. Zwischen beiden Widerständen liegt die Gitter-Anodenkapazität $c_{g/a}$.

Für die Verstärkung der Röhre läßt sich nach Barkhausen [4] schreiben:

$$\mathfrak{V} = S \cdot \frac{R_i \cdot \mathfrak{R}_2}{R_i + \mathfrak{R}_2} \qquad (1)$$

Dabei werden S und R_i — Röhrensteilheit und Innenwiderstand — als reelle Größen betrachtet. Bei modernen Röhren und bei den üblichen Werten der Zwischenfrequenz (um 460 kHz bzw. 10,7 MHz) ist dies zulässig. Laufzeiteinflüsse wirken sich auf die Röhrengrößen erst bei höheren Frequenzen aus.

Ist $\mathfrak{R}_2$ ein Schwingkreis, so läßt er sich bei Resonanzfrequenz durch einen reellen Widerstand von der Größe R_0 (Resonanzwiderstand) ersetzen. Gleichung (1) vereinfacht sich dann zu

$$V = S \cdot \frac{R_i \cdot R_0}{R_i + R_0} \qquad (2)$$

Durch die Gitter-Anodenkapazität fließt ein Strom, der sich gemäß Bild 2 zu

$$\mathfrak{J}_c = \mathfrak{U}_{g/a} \cdot j\omega\, c_{g/a} \qquad (3)$$

ergibt. Es ist ein kapazitiver Blindstrom. Für die Größe der unbekannten Spannung $\mathfrak{U}_{g/a}$ läßt sich auch $\mathfrak{U}_g\,(1 + V)$ schreiben. Damit wird Gleichung (3)

$$\mathfrak{J}_c = \mathfrak{U}_g\,(1 + V) \cdot j\omega\, c_{g/a} \qquad (4)$$

Damit wirkt die Gitter-Anodenkapazität um den Faktor (1 + V) vergrößert als zusätzliche Eingangskapazität. Dies ist der Grund, warum die Eingangskapazität von Trioden in RC-Verstärkern bedeutende Werte annehmen kann, die bei höheren Tonfrequenzen bereits stören. Auf die Stabilität des Resonanzverstärkers hat $c_{g/a}$ noch keinen Einfluß.

Anders ist es beim allgemeinen Fall, in dem der Außenwiderstand einer Verstärkerstufe nicht reell ist. Ausgehend von Gleichung (1) ist sofort zu erkennen, daß die Verstärkung

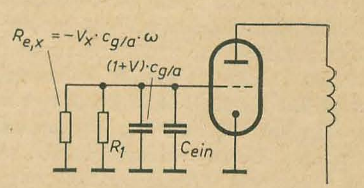


Bild 3: Ersatzschaltbild der Verstärkerstufe mit induktivem Außenwiderstand

einer Röhre mit komplexem Außenwiderstand selbst komplex ist. Statt der allgemein üblichen Schreibweise

$$\mathfrak{V} = V \cdot e^{j\varphi} \qquad (5)$$

kann man auch die Verstärkung getrennt nach Real- und Imaginärteil

$$\mathfrak{V} \cdot e^{j\varphi} = V_R + j V_X \qquad (5a)$$

schreiben.

Durch Einsetzen von Gleichung (5a) in Gleichung (4) erhält man den allgemeinen Fall des Stromes durch die Gitter-Anodenkapazität

$$\mathfrak{J}_c = \mathfrak{U}_g\,(1 + V_R + j V_X) \cdot j\omega c_{g/a} \qquad (6)$$

bzw. für den Eingangsleitwert der Stufe

$$\mathfrak{G}_e = (1 + V_R + j V_X) \cdot j\omega c_{g/a} \qquad (7)$$

oder, aufgeteilt in Real- und Imaginärteil:

$$G_{e,\,R} = \mp V_X \cdot c_{g/a} \cdot \omega \qquad (7a)$$
$$G_{e,\,X} = j\,(1 + V_R)\, c_{g/a} \cdot \omega$$

Die Doppeldeutigkeit des Vorzeichens rührt daher, daß der Winkel des Außenwiderstandes bzw. der Verstärkung unbekannt ist (+ oder —j). Bei positivem Imaginärteil der Verstärkung (+j) in Gleichung (7) ist der Realteil des Eingangsleitwertes negativ. Seine Größe ist $-V_X \cdot c_{g/a} \cdot \omega$. Parallel zu ihm liegt der übliche Widerstand des Gitterkreises R_1, der durch einen Resonanzkreis oder einen ohmschen Widerstand dargestellt werden kann (Bild 3). Der Gesamteingangswiderstand der Stufe ergibt sich aus der Parallelschaltung des durch die Rückkopplung bewirkten negativen Eingangsleitwertes $G_{e,\,R}$ bzw. seinem Kehrwert $R_{e,\,R}$ und dem Widerstand R_1. Ist der

Gesamtwiderstand dieser Parallelschaltung selbst negativ, so findet Selbsterregung statt. Die Stufe ist für Verstärkerzwecke unbrauchbar. Dies ist immer der Fall, wenn $|V_X \cdot c_{g/a} \cdot \omega|$ kleiner als der Realteil des Gitterkreiswiderstandes ist. Mit diesem Fall kann man im Resonanzverstärker fast immer rechnen. Ein positiver Imaginärteil der Verstärkung — die Voraussetzung für Selbsterregung — liegt immer vor, wenn der Widerstand im Anodenkreis induktiv ist. In der Praxis sieht es so aus, daß sich im Resonanzverstärker immer die Frequenz erregt, bei der Amplituden- und Phasenbedingungen erfüllt sind [5]. Die schwingende ZF-Verstärkerstufe arbeitet nach dem Prinzip des Huth-Kühn-Oszillators, d. h., es erregt sich eine Frequenz, die etwas unterhalb der Resonanzfrequenz des Anodenkreises liegt. Der anodenseitige Resonanzkreis stellt also einen induktiven Blindwiderstand dar.

Die maximal mögliche Stufenverstärkung im ZF-Verstärker

Aus Gleichung (7a) ergeben sich einige Schlußfolgerungen zur Erzielung einer möglichst großen Stufenverstärkung, ohne daß Selbsterregung einsetzt. In der Literatur findet man — ausgehend von der Betrachtung entsprechend Bild 2 und den Gleichungen (3) bis (7) — mit einigen Vernachlässigungen die theoretisch maximale Verstärkung, bei der noch keine Selbsterregung einsetzt, bzw. die maximal mögliche Gitter-Anodenkapazität, bei gegebener Verstärkung [6] [7].

Es gilt die Bedingung

$$\omega c_{g/a} \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot S < 2 \qquad (8)$$

mit R_1 und R_2 als Resonanzwiderstände im Gitter- und Anodenkreis und S als Steilheit der betrachteten Röhre.

Offensichtlich steigt die Rückwirkung innerhalb der Röhre mit der Größe der Steuergitter-Anodenkapazität. Deshalb sind Röhren mit geringer Kapazität $c_{g1/a}$ grundsätzlich als Resonanzverstärker geeigneter als Röhren mit großem $c_{g1/a}$. Trioden scheiden als Resonanzverstärker (in Katodenbasisschaltung) grundsätzlich aus. Diese Betrachtungen gelten unabhängig davon, ob die Röhren- und Kreisdaten überhaupt eine so große Verstärkung ermöglichen, daß Selbsterregung einsetzt.

Ebenso geht die Größe ω in die Rückwirkung ein. Bei höheren Frequenzen (10,7 MHz) wirkt sich die Steuergitter-Anodenkapazität natürlich stärker als bei niedrigeren (um 460 kHz) aus. Andererseits ist auch der Resonanzwiderstand bei hohen Frequenzen weit geringer, d. h., die Stufenverstärkung ist ebenfalls kleiner. Dies wirkt der Möglichkeit zur Selbsterregung entgegen. Es ist deshalb nicht richtig, wenn man bei einer ZF-Stufe für 10,7 MHz in allen Fällen eine größere Schwingneigung voraussetzt als bei einer für 460 kHz.

Beide Faktoren — Steuergitter-Anodenkapazität und Frequenz — sind entscheidend für die Möglichkeit einer Selbsterregung. Ausgehend von Gleichung (8) — die einige Vernachlässigungen enthält, die in allen hier interessierenden Fällen zulässig sind — kann man auch schreiben

$$\omega c_{g/a} \cdot V \cdot R_1 < 2 \qquad (9)$$

bzw. bei $R_1 = R_2$

$$\omega c_{g/a} \cdot V \cdot \frac{V}{S} < 2 \qquad (10)$$

$$V^2 < \frac{2 \cdot S}{\omega c_{g/a}} \qquad (11)$$

$$V < \sqrt{\frac{2 \cdot S}{\omega c_{g/a}}} \qquad (12)$$

Die nach Gleichung (12) errechneten theoretischen Maximalverstärkungen können aber nicht im Resonanzverstärker ausgenutzt werden. Eine Röhre EF 80 würde nach Gleichung (12) bei 460 kHz eine 2460fache Verstärkung, bei 10,7 MHz eine 510fache Verstärkung ermöglichen!

Von der Verstärkung wird auf der Sekundärseite des Bandfilters nur günstigstenfalls die Hälfte wirksam (1230 bzw. 255). Bereits vor Einsetzen der Selbsterregung tritt durch die Mitkopplung bei Frequenzen unterhalb der Resonanzfrequenz des Anodenkreises eine starke Verformung der Durchlaßkurve ein (Bild 4). Außerdem wirkt die vergrößerte Eingangskapazität der Röhre — siehe Gleichung (4) — verstimmend auf den Gitterkreis. Deshalb bleibt man mit der Verstärkung bei etwa 10 ··· 20% der theoretischen Maximalverstärkung [2] [8] [9]. Die entsprechenden Verstärkungen der Röhre EF 80 sind dann 123 bzw. 25,5. Die Verstärkungsziffern werden in der Praxis weiter verringert durch das Hinzutreten von Schalt- und Fassungskapazitäten zur reinen Röhrenkapazität $c_{g/a}$.

Auf Grund dieser Ausführungen wären nur sehr geringe Stufenverstärkungen im ZF-Verstärker möglich. Man geht deshalb einen anderen Weg (Neutralisation), um die Stufenverstärkung ohne negative Folgen in bezug auf Stabilität oder Symmetrie der Durchlaßkurve zu erhöhen.

Das Prinzip der Neutralisation

Eine Mitkopplung innerhalb einer Stufe wird aufgehoben, wenn man eine im Betrag gleiche, aber in der Phase um 180° gedrehte Spannung zusätzlich vom Ausgang auf den Eingang zurückkoppelt (Gegenkopplung). Beide Spannungen — die Mitkopplungsspannung und die Gegenkopplungsspannung — heben sich dann auf, kompensieren sich. Eine Selbsterregung kann nicht stattfinden (Bild 5). Die Rückführung der Gegenkopplung, die die Mitkopplung der Stufe aufheben soll, nennt man Neutralisation.

Es gibt verschiedene Möglichkeiten, eine Stufe zu neutralisieren. Bild 6 zeigt eine der ältesten Schaltungen, die schon vor 35 Jahren in den „Neutrodyn"-HF-Stufen der Empfänger angewandt wurde. Am Anschlußpunkt 3 des

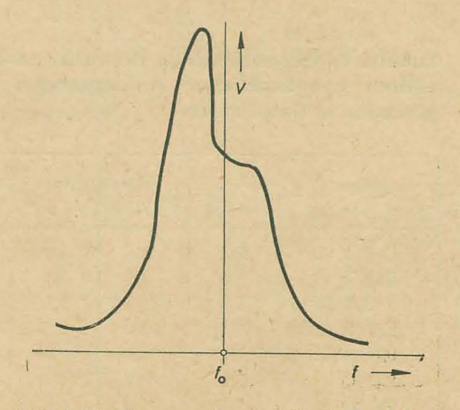


Bild 4: Verformung der Durchlaßkurve infolge Mitkopplung über $c_{g/a}$ bei Frequenzen unterhalb der Resonanz des Anodenkreises

Anodenkreises entsteht eine gegenüber der Anodenwechselspannung um 180° gedrehte Spannung. Eine kleine Kapazität, die Neutralisationskapazität, führt diese Spannung an das Gitter. Sie hebt dort, bei korrekter Dimensionierung der Neutralisation, die über die Gitter-Anodenkapazität bewirkte Mitkopplungsspannung auf.

Die mathematische Begründung hierfür ist leicht einzusehen. Durch den Neutralisationszweig, speziell durch die Kapazität C_N, fließt zum Gitter ein Strom

$$\mathfrak{J}_N = \mathfrak{U}_g (1 + V) \cdot j\omega C_N \cdot e^{j\,180°} \qquad (13)$$

bzw. vereinfacht

$$\mathfrak{J}_N = \mathfrak{U}_g (1 + V) \cdot (-j) \omega C_N \qquad (13a)$$

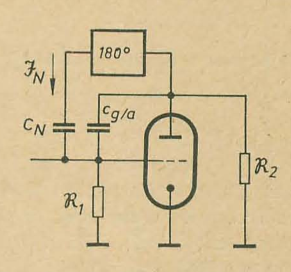


Bild 5: Das Prinzip der Neutralisation

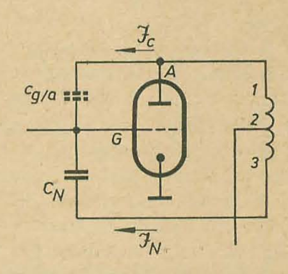


Bild 6: Anodenneutralisierte Verstärkerstufe („Neutrodyn-Schaltung")

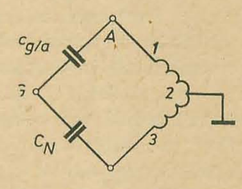


Bild 7: Anodenneutralisationsschaltung als Brücke gezeichnet

Beide Gleichungen gelten unter der Voraussetzung, daß die Verstärkung am Punkt 3 die gleiche Größe wie an der Anode hat, d. h. der Kreis genau in seiner Mitte angezapft ist.

Macht man jetzt C_N größengleich zu $c_{g/a}$, so ist Gleichung (4) konjugiert-komplex zu Gleichung (13a), d. h., die durch $\mathfrak{J}_C$ und $\mathfrak{J}_N$ bewirkten Spannungsabfälle im Gitterkreis heben sich auf.

Auch wenn die Spannung am Punkt 3 des Anodenkreises nicht betragsgleich mit der Spannung an der Anode ist, so läßt sich, wie die Gleichungen zeigen, durch Verändern von C_N eine Kompensation erreichen, d. h., beide Ströme sind dann betragsgleich. In der Praxis ist eine vollständige Kompensation nicht erforderlich, es genügt vielmehr, wenn durch teilweise Kompensation eine Selbsterregung bzw. eine unzulässig starke Verfälschung der Durchlaßkurve verhindert wird.

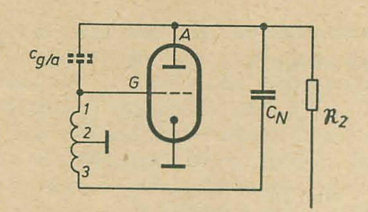


Bild 8: Gitterneutralisierte Verstärkerstufe

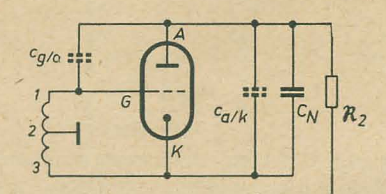


Bild 10: Zwischenbasis-Verstärkerstufe mit induktiver Anzapfung des Eingangskreises

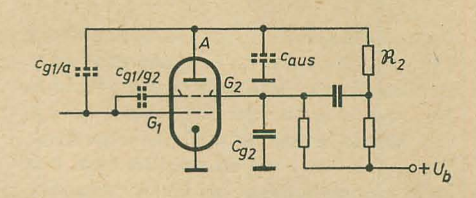


Bild 12: Schirmgitterneutralisation, die Röhrenkapazitäten sind gestrichelt gezeichnet

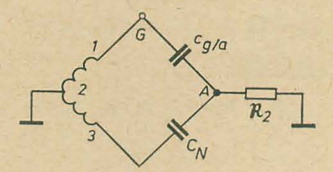


Bild 9: Brückenersatzschaltbild zu Bild 8

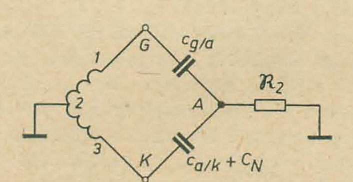


Bild 11: Brückenersatzschaltbild der Zwischenbasisstufe zu Bild 10

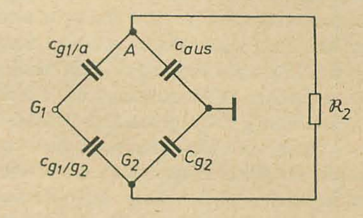


Bild 13: Brückenersatzschaltbild der Schirmgitterneutralisation

Man kann die neutralisierte Stufe auch als Brückenschaltung auffassen. Ihr Verständnis und ihre Dimensionierung wird durch diese Betrachtung erleichtert. Bild 7 zeigt die Schaltung von Bild 6 als Brücke umgezeichnet.

Neben der gezeigten „Anodenneutralisation" ist auch die „Gitterneutralisation" möglich (Bild 8). Hierbei ist der Gitterkreis in Gegentakt ausgeführt, die Gegenkopplung erfolgt von der Anode auf das dem Gitter gegenüberliegende heiße Ende des Eingangskreises. Bild 9 zeigt die Brückenschaltung der Gitterneutralisation. Man erkennt die große Ähnlichkeit mit der Anodenneutralisationsbrücke.

Die Brückenschaltbilder beschreiben das Verhalten der Schaltung nur näherungsweise und bei Frequenzen, bei denen Zuleitungsinduktivitäten noch keine Rolle spielen.

Neben den gezeigten Neutralisationsschaltungen gibt es noch andere Möglichkeiten, die hier nicht erörtert werden sollen. Erwähnt sei allenfalls noch die Zwischenbasisstufe, wie sie als VHF-Verstärkerstufe in Empfängerschaltungen Verwendung findet [10]. Bild 10 zeigt die ZB-Stufe mit induktiver Anzapfung des Eingangskreises und Bild 11 die zugehörige Brückenersatzschaltung.

Die Schirmgitterneutralisation im ZF-Verstärker

Aus den Ausführungen über das Prinzip der Neutralisation geht hervor, daß man bei einer neutralisierten ZF-Verstärkerstufe die Verstärkung, die die Röhren- und Kreisdaten ermöglichen, weitgehend ausnutzen kann. Ein praktischer Nachteil der Anoden- bzw. Gitterneutralisation besteht darin, daß sie Spezialbandfilter erfordern, bei denen entweder der Primär- oder der Sekundärkreis eine Mittenanzapfung aufweist. Ein weiterer Nachteil ist, daß sich C_N bei Empfängerpentoden wegen seiner geringen Größe (Größenordnung 10^{-15}F) kaum als konzentrierte Kapazität realisieren läßt, zumindest nicht innerhalb der erforderlichen engen Toleranzen in einer Serienfertigung.

Die sogenannte Schirmgitterneutralisation vermeidet diese Nachteile. Bei ihr wird die Gegenkopplung über das Schirmgitter bewirkt. Bild 12 zeigt die Schaltung. Der Fußpunkt des anodenseitigen Filterkreises (Außenwiderstand) ist hier nicht „kalt", ein Abfließen der HF wird durch den Siebwiderstand verhindert. Der Kondensator vom Fußpunkt des Außenwiderstandes zum Schirmgitter soll so groß sein, daß sein kapazitiver Blindwiderstand vernachlässigt werden kann. Dann gilt für die Brückenersatzschaltung Bild 13. Brückengleichgewicht, d. h. Neutralisation, erreicht man, wenn

$$C_{g2} = \frac{c_{g1/g2}}{c_{g1/a}} \cdot c_{aus} \qquad (14)$$

ist.

Tabelle 1 gibt einen Überblick über die wichtigsten Röhrenkapazitäten [11].

Für die praktische Ausführung der Neutralisation muß man sich vergegenwärtigen, daß sich zu den vom Röhrenhersteller angegebenen Röhrenkapazitäten noch Fassungs- und Schaltkapazitäten addieren, die naturgemäß stark von der jeweiligen Schaltung abhängen. Dort, wo der Amateur sie nicht messen kann, ist ein überschlägliches Berechnen mit Gleichung (14) und ein eventuelles nachträgliches Korrigieren in der Schaltung zweckmäßig. Bei der Rechnung ist die geschätzte Schalt- und Fassungskapazität mit einzusetzen. Eine allzu genaue Rechnung ist wenig sinnvoll, da man einmal Normwerte für C_{g2} verwenden muß, zum anderen dieser Wert — genau wie die Röhrenkapazitäten — toleriert.

Tabelle 1: Einige wichtige Röhrenkapazitäten gebräuchlicher Anfangsstufenpentoden in Empfängern

Röhre	c_{ein} in pF	$c_{g1/a}$ in mpF	c_{aus} in pF
E(B)F 80	4,2	2,5	4,9
E(B)F 89	5,0	2,5	5,0
E(C)F 80	5,2	25,0	3,4
E(C)F 82	5,2	10,0	2,6
EF 80	7,5	8,0	3,4
EF 85	7,2	8,0	3,4
EF 89	5,5	3,0	5,1
EF 95	4,5	25,0	2,4

Bild 14 zeigt eine typische schirmgitterneutralisierte ZF-Stufe für 10,7 MHz [12]. Eine oft verwendete Variante der Schirmgitterneutralisation besteht darin, den Entkopplungskondensator nicht vom Schirmgitter, sondern vom Fußpunkt des Anodenkreises

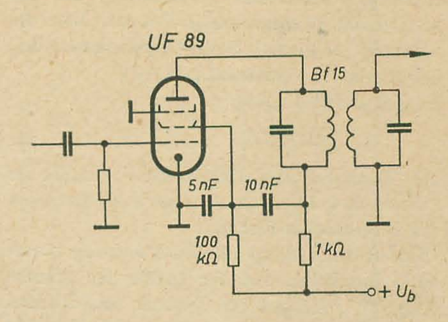


Bild 14: 10,7-MHz-Zwischenfrequenz-Verstärkerstufe [12]

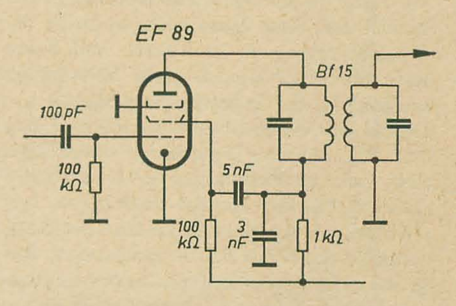


Bild 15: Variante der schirmgitterneutralisierten ZF-Stufe [13]

gegen Masse zu führen. Das Brückenersatzschaltbild behält seine volle Gültigkeit, da hierbei das Schirmgitter das gleiche HF-Potential wie der Fußpunkt des Anodenkreises führt. Bild 15 zeigt eine nach dieser Variante ausgeführte ZF-Stufe [13].

Wie aus Gleichung (14) hervorgeht, bestimmen Schalt- und Fassungskapazitäten weitgehend die Größe von C_{g2}. Hieraus läßt sich die sehr unterschiedliche Dimensionierung bei demselben Röhrentyp in Industrie- und Amateurgeräten erklären.

Zusammenfassung

Ausgehend von der zwischen Ein- und Ausgang einer Katodenbasisstufe liegenden Steuergitter-Anodenkapazität wird gezeigt, daß diese Kapazität im Resonanzverstärker zu einer Mitkopplung führt, bei allen Frequenzen, für die der Außenwiderstand der Stufe induktiven Charakter hat. Es erregt sich bei ausreichender Mitkopplung eine Schwingung, jedoch wird bereits bei einer Mitkopplung, die noch nicht zur Selbsterregung ausreicht, die Durchlaßkurve des Verstärkers verformt. Die einzelnen Größen, die zur Ausbildung der Mitkopplung führen, werden kurz betrachtet. Um die mögliche Verstärkung der Röhre auszunutzen, muß die Stufe neutralisiert werden. Dies geschieht durch die zusätzliche Einführung einer Gegenkopplung, die der Mitkopplung über die Steuergitter-Anodenkapazität betragsgleich ist und diese dadurch kompensiert. Einige der möglichen Neutralisationsschaltungen werden gezeigt. Sie lassen sich in eine leicht zu übersehende Brückenschaltung überführen. Im ZF-Verstärker hat sich die besonders leicht zu realisierende Schirmgitterneutralisation eingebürgert. Es wird gezeigt, wie sie näherungsweise berechnet werden kann.

Literatur

[1] Fricke: Ableitungen und Formeln der Funk- und Fernmeldetechnik; Band II, Fachbuchverlag Leipzig 1952

[2] Laborbuch Band I, Telefunken GmbH Ulm/Donau 1957

[3] Pitsch: Lehrbuch der Funkempfangstechnik, Geest & Portig Leipzig 1950

[4] Barkhausen: Elektronen-Röhren; Band II, S. Hirzel Verlag Leipzig 1954

[5] Barkhausen: Elektronenröhren; Band III, S. Hirzel Verlag Leipzig 1951

[6] Raschkowitz: Lehrgang Funktechnik, Hörrundfunk; radio und fernsehen 11 (1953) S. 343 u. 344

[7] Springstein: Einführung in die Kurzwellen- und Ultrakurzwellen-Empfänger-Praxis; Fachbuchverlag Leipzig 1954

[8] Kunze: Röhreninformation EF 89; radio und fernsehen 19 (1955) S. 599 u. 600

[9] Hassel/Limann: Hilfsbuch für Hochfrequenztechniker; Band 2, Franzis-Verlag München 1960

[10] Streng: Die HF-Verstärkerstufe im VHF-Empfänger; radio und fernsehen 21 (1962) S. 662 bis 665

[11] Röhrentaschenbuch (Empfängerröhren), Ausgabe 1961/62, Röhrenwerke der Deutschen Demokratischen Republik; und andere Röhrenunterlagen

[12] Siebers: 11-Kreis-UKW-Super im Gehäuse der „Minorette"; radio und fernsehen 21 (1961) S. 669 bis 673

[13] Sutaner: 11-Kreis-FM-Super; radio und fernsehen 17 (1960) S. 541 bis 544

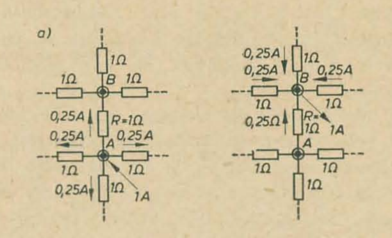
AUFGABEN UND LÖSUNGEN

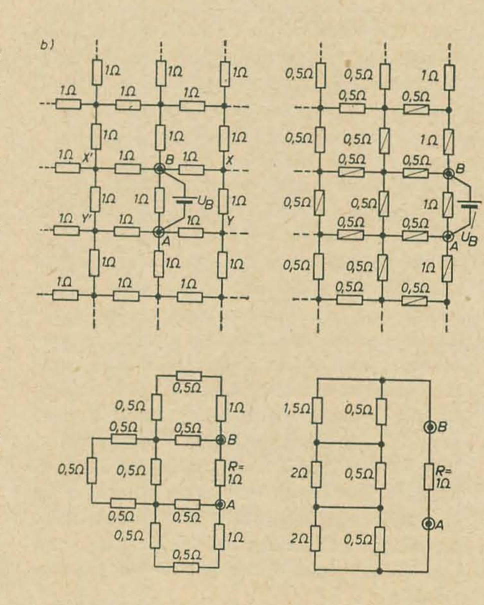
Bearbeitet von R. GÄRTNER

Lösung zur Aufgabe 10:

Die Größe des Widerstandes zwischen zwei Punkten A und B des Netzwerkes können wir uns auf zweierlei Wegen überlegen.

a) Nehmen wir an, daß in den Punkt A ein Strom von 1 A eingespeist und aus dem Punkt B ein gleich hoher Strom entnommen





wird, wobei beide natürlich von bzw. nach ∞ fließen. Der in Punkt A einfließende Strom verteilt sich auf die vier Zweige, die vom Punkt A ausgehen. Die Eingangswiderstände der vier Zweige sind zweifellos gleich groß, also auch die vier Teilströme. Durch den zwischen A und B liegenden Widerstand R fließen demnach zunächst 0,25 A. Aber auch der aus B herausfließende Strom setzt sich aus vier Teilströmen von je 0,25 A zusammen. Einer dieser Teilströme fließt ebenfalls durch R, so daß der durch diesen Widerstand fließende Gesamtstrom 0,25 A + 0,25 A = 0,5 A beträgt. Dieser Strom ruft einen Spannungsabfall von 0,5 A · 1 Ω = 0,5 V über dem Widerstand R hervor. Aus diesen Werten können wir den Gesamtwiderstand zwischen A und B berechnen. Er beträgt nach dem ohmschen Gesetz

$$R_{AB} = \frac{U_{AB}}{I_{ges}} = \frac{0{,}5\,V}{1\,A} = 0{,}5\,\Omega$$

b) Diesen Wert erhalten wir auch durch eine andere Überlegung. Nehmen wir an, daß zwischen den Punkten A und B eine Spannungsquelle U_B angeschlossen ist. Aus Symmetriegründen leuchtet sofort ein, daß dann die von A bzw. B gleichweit entfernten Punkte X und X' bzw. Y und Y' usw. gleiches Potential aufweisen. Ist dies der Fall, dann kann man alle symmetrischen Punkte miteinander verbinden oder, bildlich ausgedrückt, die rechts der Linie AB bzw. deren Verlängerung liegende Netzwerkhälfte auf die linke umlegen. Da dann je zwei gleiche Widerstände parallel liegen, verringert sich der Widerstandswert der auf der linken Seite des Netzwerkes verbleibenden Widerstände auf 0,5 Ω. Nunmehr können wir den Widerstand zwischen A und B berechnen. Wir berücksichtigen in erster Näherung zunächst nur die mit einem Schrägstrich gekennzeichneten Widerstände und erhalten ein vereinfachtes Netzwerk. Zeichnen wir dieses nochmals um, so ergibt sich eine einfache Reihen-Parallelschaltung von Widerständen zwischen A und B, aus der wir die Beziehung

$$R_{AB} = \frac{1 \cdot \left(2\,\frac{0{,}5 \cdot 2}{0{,}5 + 2} + \frac{0{,}5 \cdot 1{,}5}{0{,}5 + 1{,}5}\right)}{1 + \left(2\,\frac{0{,}5 \cdot 2}{0{,}5 + 2} + \frac{0{,}5 \cdot 1{,}5}{0{,}5 + 1{,}5}\right)} \text{ in } \Omega$$

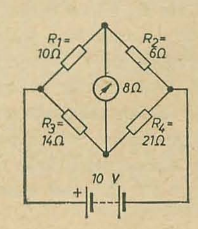
ableiten. Wir erhalten daraus

$$R_{AB} = \frac{0{,}8 + 0{,}375}{1 + 0{,}8 + 0{,}375}\,\Omega = \frac{1{,}175}{2{,}175}\,\Omega = 0{,}54\,\Omega$$

Es wurde aber nur eine verhältnismäßig geringe Anzahl von Widerständen bei der Berechnung berücksichtigt. Je mehr Widerstände man zum Widerstand R parallelliegend in die Rechnung einsetzt, um so kleiner wird der Gesamtwiderstand zwischen A und B. Für unendlich viele Widerstände erhalten wir dann als Grenzwert 0,5 Ω.

Aufgabe 11:

Wie hoch werden die Widerstände in der gezeichneten Wheatstone-Brückenschaltung belastet?



Scheinwiderstandsmessung mit ohmscher Brückenschaltung

WERNER OTTO

Oftmals ist es erforderlich, Scheinwiderstände von Zwei- oder Vierpolen zu bestimmen, ohne daß man über eine entsprechende Scheinwiderstandsmeßbrücke verfügt. Der Selbstbau einer solchen Meßbrücke kommt wegen der dazu erforderlichen teuren Induktivitäts- und Kapazitätsnormalien und wegen Schwierigkeiten beim Aufbau der Brücke meist nicht in Betracht. Es muß dann zur Bestimmung des Scheinwiderstandes, z. B. durch zwei getrennte Strom- und Spannungsmessungen mit Gleich- und Wechselspannung, der Gleich- und Wechselstromwiderstand getrennt bestimmt und daraus schließlich der Scheinwiderstand berechnet werden. Dieses Verfahren ist sehr umständlich und zeitraubend. Darüber hinaus führt es nur bei sehr niedrigen Frequenzen und sinusförmigen Spannungen und Strömen zu brauchbaren Meßergebnissen. Daher wird vorgeschlagen, die Impedanz mit Hilfe einer Grützmacherbrücke zu bestimmen.

Abgesehen von den relativ großen Meßfehlern, die sich infolge der Addition der Fehler der beiden Strom- und Spannungsmessungen ergeben, treten bei höheren Frequenzen recht erhebliche Fehler dadurch auf, daß Wirk- und Blindwiderstände der meisten Bauelemente frequenzabhängig sind. Der mit Gleichstrom gemessene Widerstand entspricht also nicht dem Wirkwiderstand bei der Meßfrequenz. Insbesondere ist das bei Induktivitäten, Transformatoren, Drosseln usw. der Fall, deren Wirkwiderstände schon bei 50 Hz recht erheblich von den Gleichstromwerten abweichen können.

Diese Nachteile werden vermieden, wenn man die Impedanz mit Hilfe einer Grützmacherbrücke bestimmt. Der Vorteil dieser Meßbrücke besteht darin, daß im Gegensatz zu anderen Wechselstrombrückenschaltungen nur ohmsche Widerstände verwendet werden und daher der Aufbau sehr einfach wird.

Die Messung selbst erfolgt durch getrennten Abgleich des Betrages und der Phase durch Vergleichsmessung mit einem hochohmigen Spannungsmesser, und die Ablesung des Betrages des Scheinwiderstandes und dessen Phasenwinkels ist an zwei getrennten Widerständen leicht möglich.

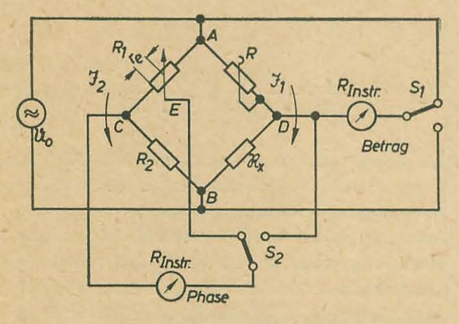


Bild 1: Prinzipschaltbild der Grützmacherbrücke

Das Prinzip der Grützmacherbrücke ist aus den Bildern 1 und 2 ersichtlich. Die Brückenschaltung besteht aus den ohmschen Widerständen R_1, R_2 und R sowie dem unbekannten Scheinwiderstand $\mathfrak{R}_x$. Für den behelfsmäßigen Aufbau empfiehlt sich für R_1 ein Schichtpotentiometer und für R_2 einen Schichtwiderstand gleicher Größe einzusetzen, während für R zweckmäßigerweise eine Widerstandsdekade benutzt wird. Werden nur geringe Anforderungen an die Meßgenauigkeit gestellt, kann auch R ein geeichtes Schichtpotentiometer sein. Die Einspeisung der Brücke erfolgt in den Punkten A und B z. B. durch einen RC-Generator.

Da der Brückenabgleich durch ein Röhrenvoltmeter oder einen hochohmigen Spannungsmesser erfolgt, kann die Belastung der Brückenschaltung vernachlässigt werden (wenn $|\mathfrak{R}_x| \ll R_{\text{-Instr}}$). Es fließen durch die Widerstände R_1 und R_2 der Strom $\mathfrak{J}_2$ und durch die Widerstände R und $\mathfrak{R}_x$ der Strom $\mathfrak{J}_1$.

Für die Messung des Betrages des unbekannten Scheinwiderstandes $\mathfrak{R}_x$ stellt man nun den Dekadenwiderstand R so ein, daß sich die gleiche Spannung über R und $\mathfrak{R}_x$ ergibt. Zu diesem Zweck mißt man durch Umschalten von S_1 mit dem Voltmeter abwechselnd die Spannung über R und $\mathfrak{R}_x$ und verändert R solange, bis $U_R = |\mathfrak{U}_x|$ wird, d. h., bis sich beim Umschalten der Ausschlag am Voltmeter nicht mehr verändert. Der am Dekadenwiderstand R eingestellte Wert entspricht dann dem Betrag des Scheinwiderstandes.

$$|\mathfrak{R}_x| = R$$

Nachdem der Abgleich von R erfolgt ist, ergibt sich das im Bild 2 dargestellte Zeigerdiagramm. In Phase mit $\mathfrak{J}_1$ liegt die Spannung U_R an R entsprechend dem Zeiger AD. Die Spannung $\mathfrak{U}_x$ entspricht der Größe nach U_R, ist jedoch um den Phasenwinkel φ des unbekannten Scheinwiderstandes gegen $\mathfrak{J}_1$ verschoben, so daß der Endpunkt B des Spannungszeigers auf dem Kreis um D mit dem Radius U_R liegt. Die Speisespannung $\mathfrak{U}_0$ liegt zwischen den Punkten A und B und wird infolge der Gleichheit von R_1 und R_2 im Punkt C halbiert. Der Strom im linken Brückenzweig hat, da R_1 und R_2 ohmsche Widerstände sind, die gleiche Phasenlage wie $\mathfrak{U}_0$ bzw. U_{R1} und U_{R2} und ist gegen $\mathfrak{J}_1$ um den Winkel $\varphi/2$ verschoben.

Für die Messung des Phasenwinkels benutzt man die Brückenspannung $U_{CD} = u$, für die sich aus dem Dreieck ACD folgende Beziehung ergibt:

$$\tan \varphi/2 = \frac{U_{CD}}{U_{CA}}$$

An sich könnte der Phasenwinkel durch Messung der beiden Spannungen berechnet werden, jedoch wäre dann die Meßgenauigkeit von der Genauigkeit der Spannungsmessung abhängig und es müßte auf den Vorteil der direkten Ablesung des Phasenwinkels verzichtet werden.

Aus diesem Grunde führt man die Spannungsmessung auf einen einfachen Spannungsvergleich zurück. Zu diesem Zweck mißt man durch Umschalten von S_2 abwechselnd die Spannung über den Punkten CD und CE und verändert dabei den Abgriff des Potentiometers R_1 solange, bis sich der Ausschlag des Voltmeters beim Umschalten nicht mehr verändert. Es ist dann

$$U_{CE} = U_{CD}$$

und es ergibt sich die Gleichung

$$\tan \varphi/2 = \frac{U_{CE}}{U_{CA}} = \frac{r_e}{R_1}$$

bzw.

$$\varphi = 2 \text{ arc } \tan \frac{r_e}{R_1}$$

Die Beziehung $\varphi = f(r_e/R_1)$ ist im Bild 3 dargestellt. Damit ist es möglich, das für die Phasenmessung verwendete Potentiometer direkt in Winkelgraden zu eichen. Zu diesem Zweck mißt man das Widerstandsverhältnis r_e/R_1 des Potentiometers, das zu einem bestimmten Winkel φ gehört mit einer Wheatstoneschen Brücke und markiert den entsprechenden Drehwinkel des Potentiometerdrehknopfes auf einer am Potentiometer befestigten Skala. Wie aus Bild 3 ersichtlich, ergibt sich bei Verwendung eines linearen Potentiometers eine nahezu lineare Teilung.

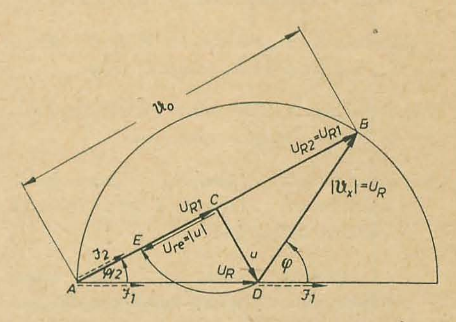


Bild 2: Zeigerdiagramm der Grützmacherbrücke nach erfolgtem Betragsabgleich ($R = |\mathfrak{R}_x|$)

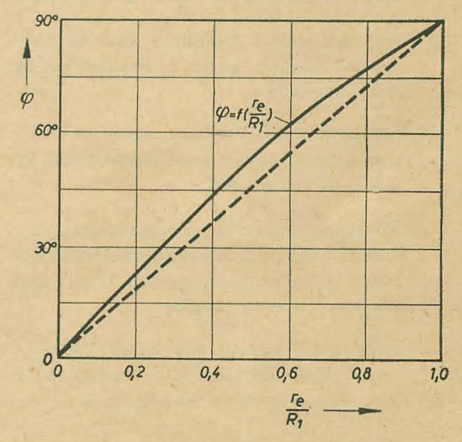


Bild 3: Phasenwinkel als Funktion des Widerstandsverhältnisses des Potentiometers R_1

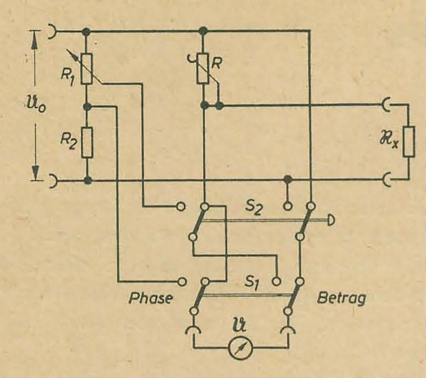


Bild 4: Praktisch realisierbare Schaltung der Grützmacherbrücke

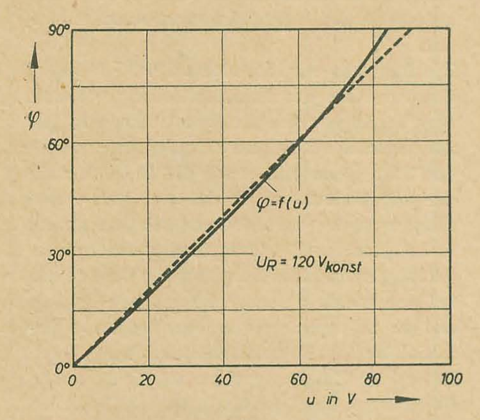


Bild 5: Phasenwinkel als Funktion der Brückenspannung u bei konstanter Spannung am Scheinwiderstand $U_R = |\mathfrak{U}_x| = 120$ V

Mit Hilfe des so geeichten Potentiometers kann man sich leicht in Verbindung mit einem Dekadenwiderstand eine Grützmacherbrücke aufbauen. Nachteilig ist dabei, daß das verwendete Röhrenvoltmeter für die Betrags- und Phasenmessung umgeklemmt werden muß. Sind nun eine Reihe von Messungen durchzuführen, so empfiehlt sich, die Bauelemente der Brücke in ein Gehäuse einzubauen und die Umschaltung des Röhrenvoltmeters durch Schalter vorzunehmen.

Eine Möglichkeit hierzu zeigt Bild 4. In dieser Schaltung werden zwei zweipolige Umschalter benötigt. Schalter S_1 schaltet das Voltmeter für die Betrags- bzw. Phasenmessung um, während Schalter S_2 die Umschaltung für den jeweiligen Spannungsvergleich ermöglicht. Während für S_1 zweckmäßig ein Kipp- oder Drehschalter verwendet wird, kann S_2 ein Druckknopfschalter sein, der beim Loslassen automatisch in die Ruhelage zurückspringt.

Eine weitere Vereinfachung der Messung und des Meßaufbaus ergibt sich, wenn ein Spannungsmesser ausreichender Genauigkeit zur Verfügung steht, da dann der Phasenwinkel ohne zusätzlichen Widerstandsabgleich direkt vom Instrument abgelesen werden kann. Der Meßvorgang soll anhand des Zeigerdiagramms Bild 2 erläutert werden.

Betrachtet man das Dreieck ACD, so gilt:

$$\sin \varphi/2 = \frac{U_{CD}}{U_{AD}} = \frac{u}{U_R}$$

und

$$\varphi = 2 \operatorname{arc\,sin} \frac{u}{U_R}$$

Für $U_R = 120$ V ist $\varphi = f(u)$ im Bild 5 dargestellt. Man erkennt, daß im Bereich $0 \cdots 70°$

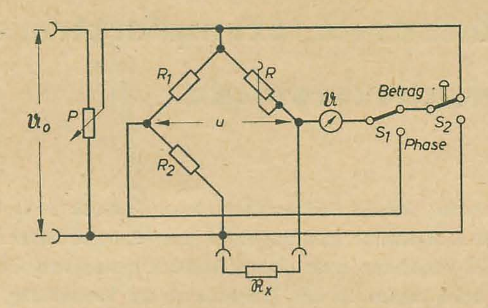


Bild 6: Vereinfachte Schaltung der Grützmacherbrücke für direkte Ablesung des Phasenwinkels

der Phasenwinkel nicht mehr als 1° von dem Betrag der Spannung $u = U_{CD}$ abweicht. Der größte Fehler beträgt $\Delta\varphi = -6{,}6°$ bei $\varphi = 90°$, entsprechend 7,25%.

Die vereinfachte Meßanordnung ist im Bild 6 dargestellt. Die eigentliche Brückenschaltung enthält also nur noch einen einstellbaren Widerstand R (Widerstandsdekade) für den Betragsabgleich. R_1 und R_2 sind zwei gleichgroße Festwiderstände. Ferner werden nur noch zwei einpolige Umschalter benötigt, wobei S_1 zweckmäßig ein Kippschalter und S_2 ein Druckknopfschalter ist, der nur noch für den Betragsabgleich betätigt wird.

Bei der Durchführung der Messung wird zunächst S_1 in Stellung „Betrag" gebracht und durch Betätigung von S_2 $R = |\mathfrak{R}_x|$ in gewohnter Weise abgeglichen. Danach stellt man mit Hilfe des Eingangsspannungspotentiometers P die Spannung U_R so ein, daß sich am Voltmeter 120 V oder eine ganzzahlige Teilspannung davon (z. B. 2,4 V = 120 V : 50) ergeben. Beim anschließenden Umschalten von S_1 in die Stellung „Phase" kann dann der Phasenwinkel φ mit dem entsprechenden Umrechnungsfaktor (z. B. u · 50) direkt abgelesen werden.

Bei Winkeln von mehr als 70° empfiehlt es sich, eine Korrektur anhand des Diagramms Bild 5 vorzunehmen. Ist der gemessene Phasenwinkel kleiner als 15°, so wird zweckmäßig der Meßbereich des Instrumentes — wegen der Zusammendrängung der Skala im unteren Bereich — um den Faktor 10 heruntergeschaltet. Damit ergibt sich eine Meßbereichserweiterung um den Faktor 10 und eine größere Ablesegenauigkeit.

Die Vorzeichenbestimmung des Phasenwinkels wird meist durch die im untersuchten Scheinwiderstand $\mathfrak{R}_x$ enthaltenen Bauelemente möglich sein. Ist das nicht der Fall, weil z. B. Induktivitäten und Kapazitäten in der Schaltung vorkommen, so kann man sich durch Parallelschalten einer Kapazität zu $\mathfrak{R}_x$ behelfen. Wird der Phasenwinkel dabei größer, so handelt es sich um einen kapazitiven Scheinwiderstand. Wird der resultierende Phasenwinkel beim Zuschalten eines Kondensators dagegen kleiner, so ist der untersuchte Scheinwiderstand induktiv. Eine andere Möglichkeit zur Vorzeichenbestimmung des Phasenwinkels ergibt sich durch Verändern der Meßfrequenz.

Für die meisten Scheinwiderstandsmessungen, bei denen es nicht auf höchste Präzision ankommt, ist die Genauigkeit der beschriebenen Meßanordnung ausreichend. Der Vorteil ist darin zu sehen, daß der Schaltungsaufbau und die Durchführung der Messung äußerst einfach sind und für überschlägige Messungen keine besondere Eichung oder die Benutzung von Eichkurven oder Tabellen erforderlich ist.

Frequenzplan der UKW-Sender

Auf unserer Nachrichtenseite veröffentlichten wir seit Heft 23 (1962) Mitteilungen des Ministeriums für Post- und Fernmeldewesen über Frequenzänderungen verschiedener UKW-Sender in der Deutschen Demokratischen Republik entsprechend den Festlegungen der Europäischen Rundfunkkonferenz in Stockholm 1961. Die nachstehende Übersicht soll diese Angaben vervollständigen und noch einmal zusammenfassend über die Änderungen informieren.

UKW-Sender	bisher		neu	
	Frequenz MHz	Programm	Frequenz MHz	Programm
Berlin IV	98,6	Berliner Welle	99,7	Berliner Welle
Burg	98,15	Radio DDR II	94,9	Radio DDR II
Rheinsberg	95,25	Radio DDR II	90,5	Radio DDR II
Sonneberg I	98,3	Deutschlandsender	84,2	Deutschlandsender
Sonneberg II	99,5	Berliner Rundfunk	91,7	Berliner Rundfunk
Marlow II	99,85	Berliner Rundfunk	93,5	Berliner Rundfunk
Dresden	89,8	Berliner Rundfunk	90,1	Berliner Rundfunk
Schwerin I	97,3	Deutschlandsender	95,25	Deutschlandsender
Schwerin II	89,2	Berliner Rundfunk	98,55	Berliner Rundfunk
Schwerin III	92,75	Radio DDR I	89,2	Radio DDR I
Schwerin IV	98,55	Radio DDR II	92,75	Radio DDR II
Dequede I	96,96	Deutschlandsender	96,9	Deutschlandsender
Karl-Marx-Stadt IV	92,9	Radio DDR II	92,85	Radio DDR II
Helpterberg	99,1	Radio DDR II	95,95	Radio DDR I
Dequede	—	—	89,35	Berliner Rundfunk
Marlow III	—	—	88,25	Radio DDR I
Berlin I	—	—	97,65	Deutschlandsender
Berlin II	—	—	91,40	Berliner Rundfunk
Berlin III	—	—	95,80	Radio DDR I

Verringerung des Einflusses der Exemplarstreuung in einem Transistor-Selektivverstärker

Es ist allgemein bekannt, daß die Austauschbarkeit von Transistoren in bestimmten Schaltungen infolge der Streuung der Transistorparameter noch gewisse Schwierigkeiten bereitet. Diese bestehen insbesondere darin, daß sich bei einem Selektivverstärker (z. B. ZF-Verstärker eines Transistor-Überlagerungsempfängers), der nach allgemein üblichen Methoden dimensioniert ist, beim Austausch der Transistoren die Verstärkung, Bandbreite und die Neutralisationsverhältnisse ändern. Dies kann unter Umständen sogar zur Instabilität des vor dem Austausch völlig stabil arbeitenden Verstärkers führen. Daher ist es wünschenswert, den Einfluß der Exemplarstreuung zu verringern.

Im folgenden soll von den Untersuchungsergebnissen bzw. Dimensionierungsmöglichkeiten [1], die zur Verringerung der Einflüsse der Exemplarstreuung beim Austausch führten, berichtet werden.

Maximale Leistungsverstärkung eines rückwirkungsfrei gedachten Transistors in einer Selektivverstärkerstufe in Emitterschaltung

Bild 1 zeigt das Ersatzschaltbild einer Resonanzverstärkerstufe, die einen rückwirkungsfreien Transistor enthält. Außerdem sei die Leistungsanpassung vorausgesetzt. Die maximale Leistungsverstärkung wird nur von den Parametern des Transistors bestimmt. Da die Transistorparameter sowohl abhängig vom Arbeitspunkt als auch frequenzabhängig sind, ist auch V_{Lmax} abhängig vom Arbeitspunkt und der Frequenz.

$$V_{Lmax} = \frac{|\gamma|^2}{4\,G_{ek}' \cdot G_{ik}'} = \frac{1}{e} \cdot |\gamma|^2 \cdot k\,R_i' \cdot k\,R_e' \tag{1}$$

Im Bild 1 bedeuten:

- G_g den Innenleitwert (Realteil) der Energiequelle
- G_{ek}' den Realteil des Kurzschlußeingangsleitwertes y_{11} des Transistors (Emitterschaltung)
- G_{ik}' den Realteil des Kurzschlußinnenleitwertes y_{22} des Transistors (Emitterschaltung)
- G_L den Lastleitwert (Realteil)
- γ die komplexe Steilheit des Transistors

Optimale Leistungsverstärkung einer neutralisierten Selektivverstärkerstufe

Der Verstärkungswert nach Gleichung (1) läßt sich in einer Selektivverstärkerstufe infolge der Verluste in den Selektionsmitteln — Bandfilter oder Einzelkreise — nicht realisieren. Der Transistor muß an die Selektionsmittel so angepaßt werden, daß diese der vorgegebenen Bandbreite entsprechend bedämpft werden. Bild 2 zeigt das Ersatzschaltbild einer Transistor-Selektivverstärkerstufe mit Einzelkreiskopplung. G_p ist der Resonanzleitwert des unbedämpften Kreises. Die gesamte Kreiskapazität C ergibt sich aus der Summe von C_0 und den durch $ü_1$ und $ü_2$ in den Kreis hineintransformierten Ein- und Ausgangskapazitäten der Transistoren sowie den Schaltkapazitäten. Die optimale Leistungsverstärkung V_{Lopt} (maximal erreichbare Leistungsverstärkung bei Anpassung und einer geforderten Betriebsbandbreite) ergibt sich zu

$$V_{Lopt} = \frac{|\gamma|^2}{4\,G_{ik}' \cdot G_{ek}'}\left(1 - \frac{B_{oEK}}{B_{EK}}\right)^2 = V_{Lmax}\left(1 - \frac{1}{q}\right)^2 \tag{2}$$

Hierbei ist:

$$B_{oEK} = \frac{G_p}{2\pi \cdot C_0} \quad \text{die Leerlaufbandbreite des Kreises} \tag{3}$$

$$B_{EK} = \frac{G_{ik}' \cdot ü_1^2}{\pi \cdot C} + \frac{G_p}{2\pi \cdot C_0} \quad \text{die Betriebsbandbreite des Kreises} \tag{4}$$

$$q = \frac{B_{EK}}{B_{oEK}} = \frac{Q_0}{Q} \tag{5}$$

Für die Übersetzungsverhältnisse $ü_1$ und $ü_2$ gelten bei Berücksichtigung der Anpassung und der geforderten Betriebsbandbreite folgende Beziehungen:

$$ü_1 = \sqrt{\frac{\pi \cdot C \cdot B_{EK}}{G_{ik}'}\left(1 - \frac{B_{oEK}}{B_{EK}}\right)} \tag{6a}$$

$$ü_2 = \sqrt{\frac{\pi \cdot C \cdot B_{EK}}{G_{ek}'}\left(1 - \frac{B_{oEK}}{B_{EK}}\right)} \tag{6b}$$

$$\text{bzw.} \quad \frac{ü_1}{ü_2} = \sqrt{\frac{G_{ek}'}{G_{ik}'}} \tag{7}$$

Bei einem n-stufigen Verstärker ergibt sich nach [2] bei einer geforderten Gesamtbandbreite B_{ges} die Betriebsbandbreite einer Stufe zu

$$B_{EK} = \frac{B_{ges}}{\sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}} \tag{8}$$

Verwendet man als Selektionsmittel Bandfilter mit kritischer Kopplung, so gilt bei gleicher Selektion nach [2] für die Leerlaufbandbreite eines Filters

$$B_{oBF} = \sqrt{2} \cdot B_{oEK} \tag{9}$$

und für die Betriebsbandbreite von n Filtern

$$B_{BF} = \frac{B_{ges}}{\sqrt[4]{\sqrt[n]{2} - 1}} \tag{10}$$

Für $V_{L\,opt}$ gilt hier die Gleichung (2), sofern man für B_{EK} und B_{oEK} die Größen der Gleichungen (9) und (10) einsetzt. Gleichung (2) veranlaßt zu folgenden Feststellungen: Der Faktor $(1 - 1/q)$ drückt die Kopplungsverluste aus. Man muß also im Interesse einer möglichst hohen Verstärkung bestrebt sein, diesen Faktor dem Wert 1 zu nähern. Dies verlangt einerseits hohe Leerlaufgüten der Kreise und andererseits möglichst große Betriebsbandbreiten. Die letzte Forderung ist auch im Hinblick auf die Anwendung einer automatischen Verstärkungsregelung vorteilhaft.

Die Regelung wird im einfachsten Fall durch die Variation des Emitterstromes realisiert. Ein Verringern des Emitterstromes hat das Ansteigen der Ein- und Ausgangswiderstände des Transistors und somit die Entdämpfung der angeschlossenen Kreise zur Folge. Das führt zu einer Bandbreitenverringerung. Im Falle eines Rundfunkempfängers tritt dieser Effekt gerade beim Empfang des Ortssenders auf und wirkt insofern sehr unangenehm, als er das zu empfangende Frequenzband beschneidet. Also ist auch im Hinblick auf diesen Effekt die Zulassung einer möglichst hohen Betriebsbandbreite vorteilhaft. Ein Vergleich

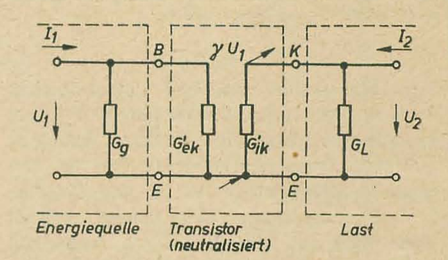


Bild 1: Allgemeines Ersatzschaltbild einer Transistor-Selektivverstärkerstufe

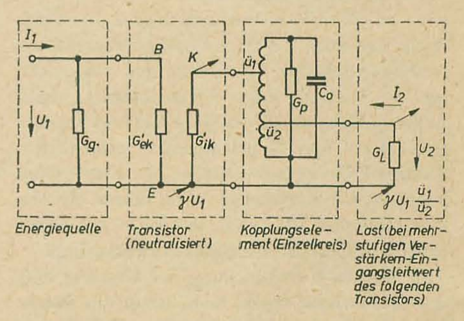


Bild 2: Ersatzschaltbild einer Transistor-Selektivverstärkerstufe mit Einzelkreis

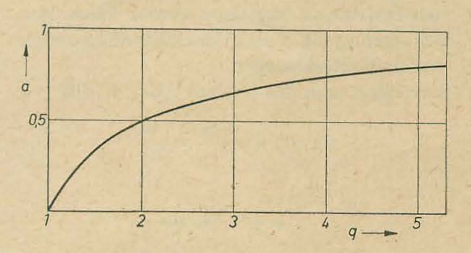


Bild 3: Abhängigkeit des Einflußfaktors vom Güteverhältnis

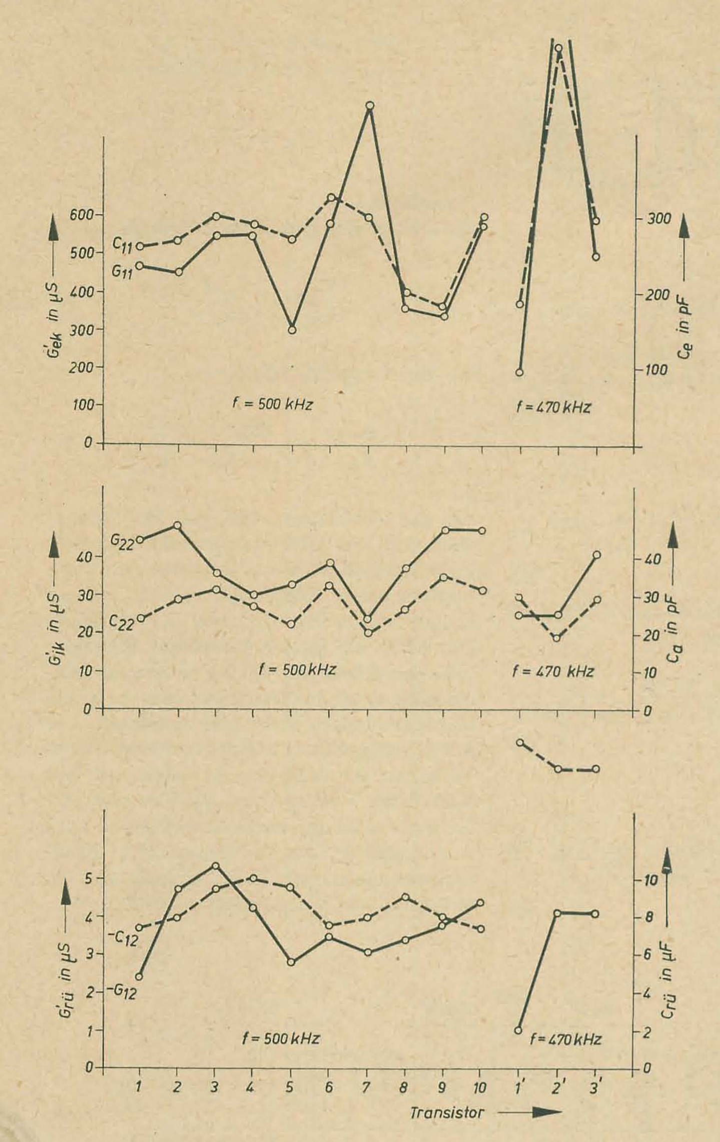


Bild 4: Exemplarstreuung der gemessenen Transistorparameter

zwischen Einzelkreis- und Bandfilterkopplung hinsichtlich der erreichbaren optimalen Leistungsverstärkung ergibt, daß man mit Einzelkreiskopplung eine höhere Verstärkung als bei Bandfilterkopplung erhält. Bei hohen Selektivitätsansprüchen ist jedoch die Bandfilterkopplung vorzuziehen. Einen guten Kompromiß zwischen Verstärkung und Selektivität erreicht man durch eine Kombination dieser beiden Kopplungsarten.

Einfluß der Schwankungen der Ein- und Ausgangsadmittanzen des Transistors auf die Betriebswerte der Schaltung

Im allgemeinen können die Ein- und Ausgangsadmittanzen des Transistors nicht direkt an die Kreise angeschlossen werden, sondern müssen, um ein gefordertes Güteverhältnis q einzuhalten, auf einen bestimmten Wert transformiert werden. Das Güteverhältnis kann aber auch, wie aus den Gleichungen (4) und (5) hervorgeht, durch den Betriebsresonanzleitwert G_{pB} des Kreises eingestellt werden. Dieser setzt sich aus dem Leerlaufresonanzleitwert G_p und den übersetzten Transistorleitwerten $ü_1^2 \cdot G_{ik}'$ und $ü_2^2 \cdot G_{ek}'$ zusammen.

Für den Betriebsresonanzleitwert gilt also:

$$G_{pB} = G_p + ü_1^2\, G_{ik}' + ü_2^2\, G_{ek}' \qquad (11)$$

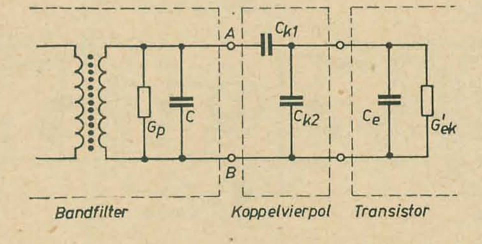


Bild 5: Transistor-Selektivverstärkerstufe mit zusätzlichem Koppelvierpol ▼

Da ein Transistor an einem Kreis entweder nur mit dem G_{ik}' oder nur mit G_{ek}' angeschlossen sein kann, sollen in bezug auf die Änderung des Betriebsresonanzleitwertes die beiden Fälle

$$G_{pB} = G_p + ü_1^2\, G_{ik}' \qquad (12\,a)$$

und

$$G_{pB} = G_p + ü_2^2\, G_{ek}' \qquad (12\,b)$$

getrennt betrachtet werden. Schwankt G_{ik}' um $\Delta G_{ik}'$, so ändert sich G_{pB} um ΔG_{pB}. Die relative Schwankung $\Delta G_{pB}/G_{pB}$ ist dann:

$$\left(\frac{\Delta G_{pB}}{G_{pB}}\right)_1 = \frac{ü_1^2\, \Delta G_{ik}'}{G_p + ü_1^2\, G_{ik}'} \qquad (13)$$

Mit Gleichung (7) ergibt sich für die Betriebsgüte:

$$Q = \frac{1}{\omega_0 L\,(G_p + ü_1^2\, G_{ik}')} = \frac{1}{\omega_0 L\,(G_p + ü_2^2\, G_{ek}')} \qquad (14)$$

Löst man Gleichung (14) nach $ü_1^2$ bzw. $ü_2^2$ auf und führt das Güteverhältnis ein, so erhält man:

$$ü_1^2 = \frac{G_p}{G_{ik}'}\,(q - 1) \quad \text{und} \quad ü_2^2 = \frac{G_p}{G_{ek}'}\,(q - 1) \qquad (15)$$

Damit hat man die Übersetzungsverhältnisse durch den Leerlaufresonanzleitwert ausgedrückt.

Führt man Gleichung (15) in Gleichung (13) ein, so erhält man die relative Änderung des Betriebsresonanzleitwertes

$$\left(\frac{\Delta G_{pB}}{G_{pB}}\right)_1 = \left(\frac{q - 1}{q}\right) \frac{\Delta G_{ik}'}{G_{ik}'} \qquad (16)$$

Analog ergibt sich:

$$\left(\frac{\Delta G_{pB}}{G_{pB}}\right)_2 = \left(\frac{q - 1}{q}\right) \frac{\Delta G_{ek}'}{G_{ek}'} \qquad (17)$$

Der Faktor $a = q - 1/q$ ist also ein Maß dafür, wie stark eine gegebene relative Schwankung der Transistoradmittanzen auf den Betriebsresonanzleitwert G_{pB} einwirkt. Die Funktion $a = f(q)$ zeigt, daß der Einfluß der Schwankungen nur durch Verkleinern von q verringert werden kann (Bild 3). Dies bedeutet, daß damit stets ein Verstärkungsverlust verbunden ist — siehe Gleichung (2).

Eine Änderung ΔC_e bzw. ΔC_a bewirkt eine Änderung der Gesamtkapazität C um ΔC.

Für die relative Änderung ergibt sich durch eine ähnliche Rechnung wie oben:

$$\left(\frac{\Delta C}{C}\right)_1 = \frac{\Delta C_a}{C_a} \cdot K_1 \cdot \frac{q - 1}{q} \qquad (18)$$

$$\left(\frac{\Delta C}{C}\right)_2 = \frac{\Delta C_e}{C_e} \cdot K_2 \cdot \frac{q - 1}{q} \qquad (19)$$

K_1 und K_2 sind Konstanten, die fest vorgegebene Größen ($B, C_e, C_a, G_{ik}', G_{ek}'$) enthalten. Der Faktor $a = q - 1/q$ erscheint also hier ebenfalls und die Verringerung des Kapazitätseinflusses kann nur auf Kosten der Verstärkung erfolgen.

Maßnahmen zur Verringerung des Einflusses der Transistorleitwertschwankungen

Aus dem bisher erwähnten geht hervor, daß man, um den Einfluß der Exemplarstreuung zu verringern, den Faktor a möglichst klein machen muß. Andererseits muß man das Güteverhältnis q im Hinblick auf die Verstärkung — siehe Gleichung (2) — oberhalb eines bestimmten Minimalwertes festlegen.

Eine andere Möglichkeit zur Verringerung des Einflusses der Transistorleitwertschwankungen besteht in der Anwendung eines Koppelvierpoles unter Ausnutzung der festgestellten Korrelation zwischen den Wirkleitwerten und den Kapazitäten. Bild 4 zeigt die Exemplarstreuungen von 13 ausgemessenen Transistoren des Typs OC 871 bei 500 kHz. Bemerkt muß hierzu werden, daß zum Zeitpunkt der Untersuchungen nur 13 Exemplare vom genannten Transistortyp zur Verfügung standen. Obwohl sich nur in ganz wenigen Fällen diese Korrelationsverhältnisse nicht zeigten, müßte noch durch das Experiment an einer viel größeren Zahl von Transistoren dieses Verhalten untersucht werden. Für die folgenden Betrachtungen wird das Vorhandensein dieser Korrelation vorausgesetzt; gegebenenfalls

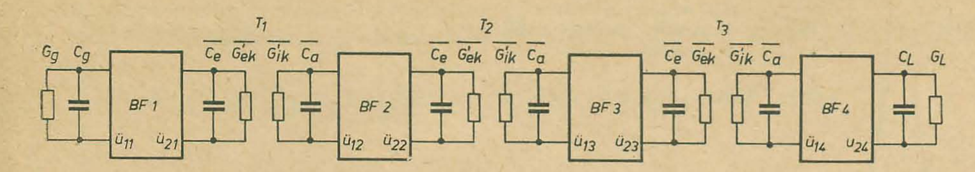


Bild 6: Blockschaltbild eines dreistufigen Selektivverstärkers

müssen die Transistoren dahingehend ausgesucht werden.

Während im allgemeinen die transformatorische Kopplung zwischen Ein- und Ausgängen der Transistoren üblich ist, hat es sich gezeigt, daß ein zwischen Selektionsmittel und Transistor eingefügter Koppelvierpol (Bild 5) vorteilhaft im Hinblick auf die Verringerung des Einflusses der Exemplarstreuung ist.

Im Bild 5 bedeuten:

G_p den Resonanzleitwert des Kreises (Leerlauf)

C die Gesamtkapazität des Kreises (ohne den übersetzten Eingangsleitwert des Transistors)

C_{k1} und C_{k2} die Kapazitäten des Koppelnetzwerkes

Der an A und B auftretende Leitwert $\mathfrak{y}$, der den Bandfilterkreis bedämpft, ist

$$\mathfrak{y} = \frac{j\omega C_{k1}\,[j\omega\,(C_{k2} + C_e) + G_{ek}']}{j\omega\,(C_{k1} + C_{k2} + C_e) + G_{ek}'} \qquad (20)$$

Für Real- und Imaginärteil ergeben sich

$$\mathrm{Re}\{\mathfrak{Y}\} = G = \frac{\omega^2 C_{k1} G_{ek}'}{G_{ek}'^2 + \omega^2 (C_{k1} + C_{k2} + C_e)^2} \qquad (21)$$

$$\frac{\mathrm{Im}\{\mathfrak{Y}\}}{j\omega} = C = \frac{G_{ek}'^2 + \omega^2 (C_{k2} + C_e)(C_{k1} + C_{k2} + C_e)}{G_{ek}'^2 + \omega^2 (C_{k1} + C_{k2} + C_e)^2} \cdot C_{k1} \qquad (22)$$

Daraus ergeben sich für C und G folgende Übersetzungsverhältnisse:

$$\ddot{u}_g^2 = \frac{G}{G_{ek}'} = \frac{\omega^2 C_{k1}^2}{G_{ek}'^2 + \omega^2 (C_{k1} + C_{k2} + C_e)^2} \qquad (23)$$

$$\ddot{u}_c^2 = \frac{C}{C_e} = \frac{G_{ek}'^2 + \omega^2 (C_{k1} + C_{k2})(C_{k1} + C_{k2} + C_e)}{G_{ek}'^2 + \omega^2 (C_{k1} + C_{k2} + C_e)^2} \cdot \frac{C_{k1}}{C_e} \qquad (24)$$

Unter der Voraussetzung $G_{ek}'^2 \gg \omega^2 (C_{k1} + C_{k2} + C_e)$ kann man Gleichung (24) zu

$$\ddot{u}_c^2 = \frac{C_{k1}}{C_e} \qquad (25)$$

vereinfachen.

Die relative Kapazitätsänderung ergibt sich zu

$$\frac{\Delta C_{ges}}{C_{ges}} = \frac{\ddot{u}_c^2\, \Delta C_e}{C_e\, \ddot{u}_c^2 + C} \qquad (26)$$

Mit Gleichung (25) erhält man

$$\frac{\Delta C_{ges}}{C_{ges}} = \frac{C_{k1}}{C_{k1} + C_{k2}} \cdot \frac{\Delta C_e}{C_e} \qquad (27)$$

Aus den Gleichungen (23) und (24) erkennt man, daß das Übersetzungsverhältnis nicht mehr konstant ist (wie z. B. bei der rein transformatorischen Kopplung), sondern sich mit kleiner werdendem G_{ek}' und C_e vergrößert. Das heißt, bei größer werdendem Eingangswiderstand und bei kleiner werdender Eingangskapazität des Transistors wird die Kopplung automatisch fester und umgekehrt. Damit ist der gewünschte Effekt erreicht. Dieses Verhalten der Schaltung hat nicht nur den Vorteil der Verringerung des Einflusses der Exemplarstreuung, sondern verringert auch weitestgehend die unangenehmen Bandbreiteveränderungen bei Anwendung der automatischen Verstärkungsregelung.

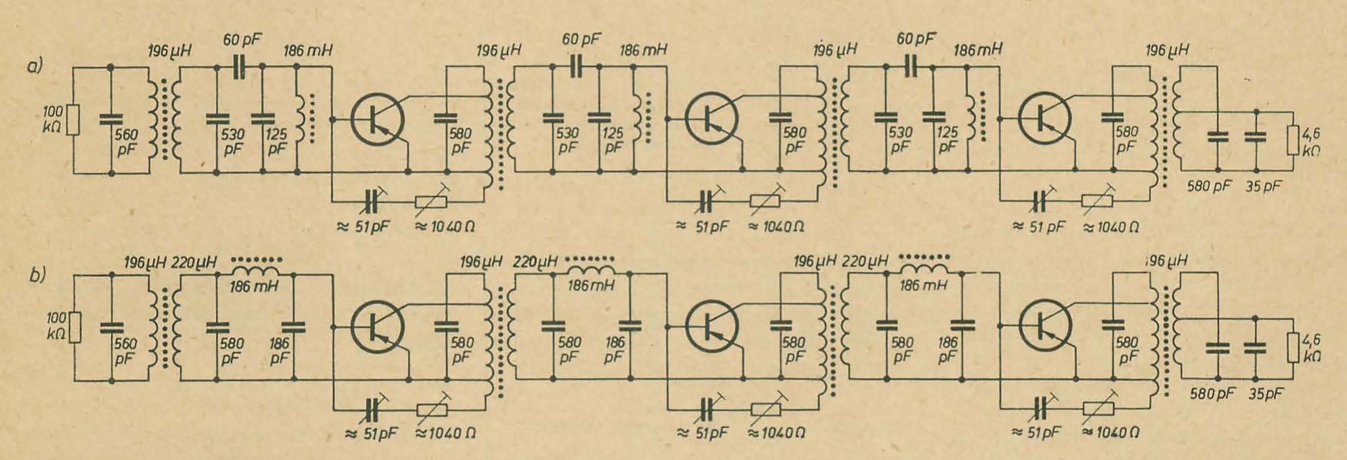


Bild 7: Prinzipschaltbild eines Selektivverstärkers bei Verwendung von Koppelvierpolen, a) Koppelvierpol besteht aus Kapazitäten, b) Koppelvierpol besteht aus einer Induktivität und einer Kapazität

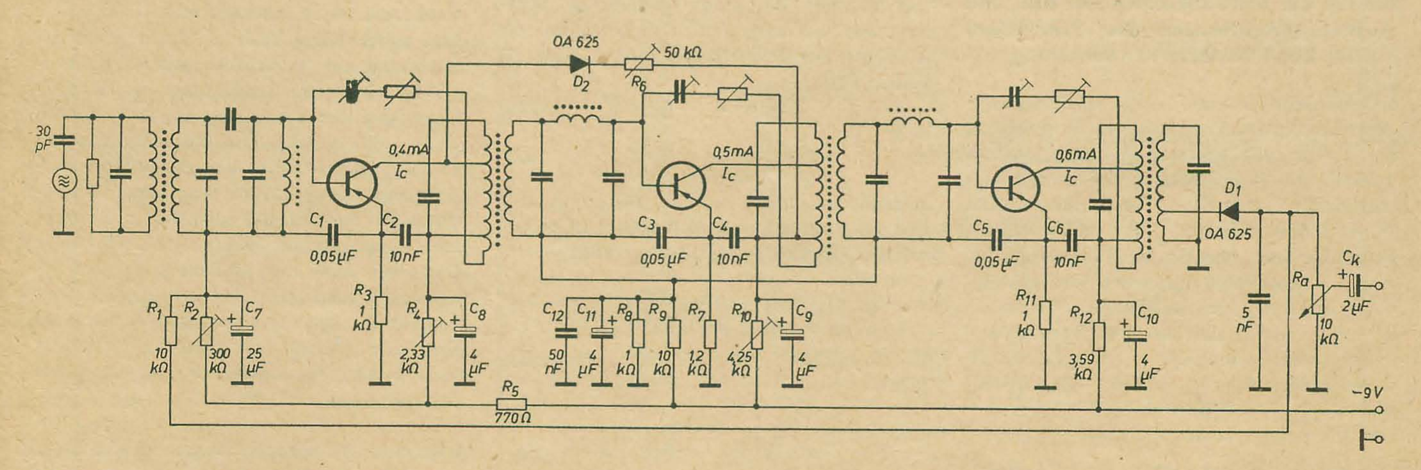


Bild 8: Gesamtschaltbild des ZF-Verstärkers

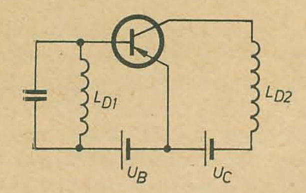


Bild 9: HF-Drosseln im Ein- und Ausgangskreis des Transistors

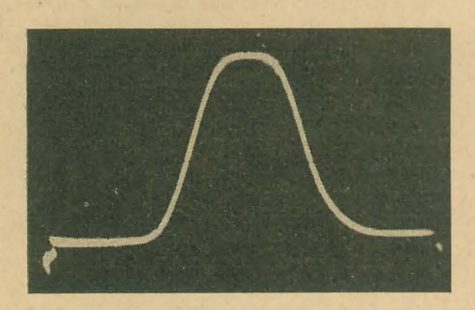


Bild 10: Durchlaßkurve des Selektivverstärkers

Die Bemessung des Koppelvierpoles

Für die Bemessung von C_{k1} und C_{k2} wurden folgende Beziehungen gefunden:

$$C_{k1} = \pm \frac{ü_2}{\omega} \sqrt{\overline{G}_{ek}'^2 + G_{ek}'^2_{max}} \quad (28)$$

$$C_{k2} = \frac{G_{ek}'_{max} \pm ü_2 \sqrt{\overline{G}_{ek}'^2 + G_{ek}'^2_{max}}}{\omega} - \overline{C}_e \quad (29)$$

$$\text{mit } ü_2 = \sqrt{\frac{G}{\overline{G}_{ek}'}} \quad (30)$$

$\overline{C}_e$ und $\overline{G}_{ek}'$ sind die arithmetischen Mittelwerte der gemessenen Parameter und

$G_{ek}'_{max}$ ist der bei einer Vielzahl von Transistoren ermittelte Maximalwert.

Die Gleichungen (28) und (29) zeigen, daß je zwei gleichwertige Lösungen existieren, die man beide realisieren kann, wenn man eine Induktivität als negative Kapazität auffaßt. Welche von beiden gewählt wird, hängt von schaltungstechnischen Gesichtspunkten ab. Wählt man für C_{k1} eine Kapazität, so benötigt man eine zusätzliche HF-Drossel, um die Gleichstromversorgung eingangsseitig für den Transistor realisieren zu können. Verwendet man für C_{k1} eine Induktivität

$$L_{k1} = \frac{1}{\omega^2 C_{k1}},$$

so kann die Gleichstromversorgung über das Bandfilter und L_{k1} erfolgen. Bild 6 zeigt das Blockschaltbild eines dreistufigen Selektivverstärkers. Im Bild 6 sind $\overline{C}_e$, $\overline{G}_{ek}'$, $\overline{G}_{ik}'$ und $\overline{C}_a$ die arithmetischen Mittelwerte der Transistorparameter bei den entsprechenden Arbeitspunkten. Bei einheitlicher Filterdimensionierung (L und C) sind die Übersetzungsverhältnisse voneinander abhängig und im allgemeinen voneinander verschieden. Nur eines der acht Übersetzungsverhältnisse $ü_{v\mu}$ ist frei wählbar. Man wählt zweckmäßigerweise $ü_{11} = 1$. Der übersetzte Wirkleitwert G, der wegen der einheitlichen Filterdimensionierung gleich sein soll, wird damit (s. Bild 6):

$$G = ü^2 G_g = 1 \cdot G_g \quad (31)$$

Mit den Gleichungen (30) und (31) und den arithmetischen Mittelwerten der Transistorparameter (s. Bild 6) sind alle weiteren Übersetzungsverhältnisse $ü_{v\mu}$ festgelegt zu

$$ü_{v\mu} = \sqrt{\frac{G}{\overline{G}_{ek}'}} \text{ bzw. } ü_{\mu v} = \sqrt{\frac{G}{\overline{G}_{ik}'}} \quad (32)$$

Nach den bisher beschriebenen Gesichtspunkten wurden die Koppelvierpole eines Selektivverstärkers (Bilder 7 und 8) dimensioniert, praktisch aufgebaut und erprobt. Wie aus dem Bild 8 ersichtlich, wurden nur zwischen den Eingangsadmittanzen und die Filter Koppelvierpole geschaltet. Die Untersuchungen ergaben, daß durch einen entsprechenden Koppelvierpol zwischen den Ausgangsadmittanzen und den Selektionsmitteln die Stufe instabil wird. Es entsteht eine Art Sperrschwingung. Ihre Ursache liegt sehr wahrscheinlich an der hohen Spannung, die an dem hohen Wechselstromwiderstand der Drossel L_{D2} (Bild 9) abfällt und über die Rückwirkung des Transistors das Basispotential soweit anhebt, daß kein Kollektorstrom mehr fließt. Aus diesen genannten Schwierigkeiten wurde auf Koppelvierpole in den Ausgangskreisen verzichtet.

Die Erprobung des aufgebauten Selektivverstärkers (Bild 8) ergab eine Leistungsverstärkung von 65 dB bei einer Bandbreite von 8 kHz. Seine Durchlaßkurve zeigt Bild 10. Beim Austausch der Transistoren erfuhr sie eine wesentlich geringere Deformation als beim Selektivverstärker ohne den beschriebenen Koppelvierpol.

Zum Schluß sei bemerkt, daß diese Koppelvierpole selbstverständlich einen relativ großen Aufwand bedeuten, so daß deren Anwendung eventuell nur in der kommerziellen Technik sinnvoll und gerechtfertigt erscheint.

Aus Veröffentlichungen des Institutes für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau, bearbeitet von Dipl.-Ing. H. Langer und Dipl.-Ing. O. Franke

Literatur

[1] S. Hähnel: Transistor-ZF-Verstärker; Diplomarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronenröhren der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau, 1960

[2] Feldtkeller: Hochfrequenz-Bandfilter, 4. Aufl. Hirzelverlag, Zürich 1953

[3] H. Langer: Transistor-Super; Diplomarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronenröhren der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau, 1959

[4] Meinke/Gundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik; Springer-Verlag Berlin, Göttingen, Heidelberg, 1956

[5] W. Moortgat-Pick: Hochfrequenzverstärkung mit Transistoren, Nachrichtentechnische Fachberichte Band 5, S. 40 bis 44

Aus

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik · Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 4 (1963)

Passivität, Stabilität, Leistungsverstärkung und Schwingfrequenz von Transistoren

Es werden Passivitäts- und Stabilitätsbedingung sowie mögliche Wirkleistungsverstärkung des allgemeinen Vierpoles diskutiert. Sowohl Passivitäts- als auch Stabilitätsbedingung lassen sich aus der Leistungsbilanz des Vierpoles herleiten; der unterschiedlichen Fragestellung nach muß ein stabiler Vierpol notwendigerweise nicht passiv, ein passiver dagegen immer stabil sein.
Aus dem Passivitätskriterium, das auf eine der direkten Messung leichter zugängliche Form gebracht wird, läßt sich die grundschaltungsinvariante maximale Schwingfrequenz f_0 des Transistors ableiten; demgegenüber hängen die Frequenzen möglicher Instabilität von der Grundschaltung ab; sie sind kleiner als f_0.

Der Elektronenstrahl als thermisches Mikrowerkzeug

Elektronenstrahlen lassen sich mit elektronenoptischen Linsen auf kleine Durchmesser mit hoher Stromdichte bzw. Leistungsdichte fokussieren.
Durch die Fokussierbarkeit auf kleine Durchmesser ist die Möglichkeit der Mikrobearbeitung mit Elektronenstrahlen gegeben. Zur Bearbeitung können dabei verschiedene physikalische und chemische Wirkungen am Werkstück ausgenutzt werden.
Die Wirkung der Elektronenstrahlen bei der thermischen Mikrobearbeitung beruht auf der örtlich begrenzten thermischen Verdampfung von Material an der Auftreffstelle. Die Erzeugung der Elektronenstrahlen und die Bearbeitung von Werkstücken geschieht im Hochvakuum.
Man kann mit Hilfe des „Thermischen Elektronenstrahl-Mikrowerkzeuges" im Mikrogebiet ähnliche Bearbeitungen durchführen, wie man sie mit den konventionellen Bearbeitungsvorgängen Bohren, Fräsen, Gravieren usw. erzielt. Bei verringerten Leistungsdichten kann man mit denselben Geräten im Mikrogebiet auch schweißen und löten.

Eine Brückenschaltung zur Messung kleinster Gleichströme unter Verwendung von Halbleiterdioden

Es wird eine hochohmige Brückenschaltung zur Messung kleinster Gleichströme $> 10^{-8}$ A unter Verwendung einer Siliziumflächendiode beschrieben. Besonders wird dabei auf die Verringerung der Temperaturabhängigkeit eingegangen.
Die Schaltung wurde für die Messung von Ionisationskammerströmen entwickelt.

Stand und Entwicklungstendenzen der Richtfunktechnik

Die Richtfunktechnik hat sich in der Vergangenheit als sehr anpassungsfähiges Übertragungsverfahren für alle erforderlichen Nachrichtenkanäle, angefangen von breitbandigen Videosignalen und TF-Bündeln über Rundfunkton- und Fernsprech- bis zu Fernschreibverbindungen, erwiesen.
Trotzdem wird sie nicht die Kabeltechnik verdrängen oder ersetzen.
Die Anwendung der Überhorizontausbreitung auch innerhalb der jeweiligen Ländergrenzen wird zweifellos in nächster Zeit noch weiter ausgebaut werden.
Für transkontinentale Verbindungen werden Satelliten Anwendung finden, wobei heute noch keine festen Vorstellungen über die Grenzen und den Umfang des Einsatzes passiver und aktiver, sich bewegender und stehender Satelliten bestehen.

Meßeinrichtung für Impulsparameter von Rechteckferriten

Es werden die Parameter, aus denen sich die Hystereseschleife ergibt, sowie die Impulsparameter, welche die Eigenschaften der als Umschalt- und Gedächtnis- bzw. Speicherelemente von Ziffernrechenmaschinen bestimmten Ferritkerne charakterisieren, definiert. Die Meßmethode dieser Parameter wird mit Hilfe der ausgeführten Einrichtungen beschrieben. Prinzip und grundsätzliche Eigenschaften der Geräte werden geschildert sowie die Oszillogramme der Meßverläufe dargestellt.

Digitale Meßwerterfassung

HANS DIETER NAUMANN

Der steigende Einsatz elektronischer Rechenautomaten bei der Automatisierung komplexer Produktionsprozesse verlangt vom Elektroniker die Entwicklung von Meßverfahren, die den zu erfassenden Meßwert in einer für die Weiterverarbeitung durch Rechenautomaten geeigneten Form abgeben. Infolge der in der Rechenelektronik üblichen dualen Zahlenverschlüsselung empfiehlt sich hierfür die digitale Meßwerterfassung. Neben der einfachen Weiterverarbeitung durch rechenelektronische Geräte, der einfachen Fernübertragungsmöglichkeit sowie der einfacheren Speichermöglichkeit der Meßwerte hat diese auch bei der Meßwertanzeige den Vorteil einfacher Ablesung, auch durch ungelernte Kräfte, unter weitgehender Ausschaltung subjektiver Fehler. Im folgenden Beitrag sollen einige Grundlagen der digitalen Meßwerterfassung elektrischer Größen dargestellt werden.

Analoge und digitale Meßgeräte

Analoge Meßgeräte wandeln die wahrzunehmende Meßgröße in eine analoge physikalische Größe um. Bei Zeigergeräten z. B. erfolgt die Umwandlung einer elektrischen Größe in eine analoge mechanische Größe, den Zeigerausschlag. Kennzeichen analoger Meßgeräte ist die kontinuierliche Meßwerterfassung, aus der sich theoretisch die Möglichkeit ergibt, unendlich viele Meßwerte zu erfassen, allerdings mit einer begrenzten Genauigkeit.

Digitale Meßgeräte führen zu einer Darstellung des Meßwertes durch eine Ziffernfolge, die entweder als Dezimalzahl zur Anzeige gebracht oder als Dualzahl einer Meßwertverarbeitungsanlage zur weiteren Verwertung zugeführt werden kann. Kennzeichen der digitalen Meßwerterfassung ist das Vorhandensein einer Einheit, d. h., es erfolgt eine Quantisierung der Meßwerte. Infolge der diskontinuierlichen Arbeitsweise kann bei digitalen Meßgeräten theoretisch eine beliebige Genauigkeitssteigerung durch entsprechende Festlegung der Einheit erzielt werden. Als Einheit kann z. B. ein Impuls bestimmter Breite und Höhe festgelegt werden (Bild 1a). Die Möglichkeiten, eine Meßgröße mittels dieser Einheit darzustellen, sind im Bild 1 angegeben. Im Bild 1b ist die Zahl $n = 3$ in der Weise dargestellt, daß drei solcher Impulse übereinander gestaffelt sind, so daß ein Impuls der Impulshöhe 3 entsteht. Andere Impulshöhen als das n-fache des Einheitsimpulses sind nicht möglich. Entsprechend könnte man n Einheitsimpulse nebeneinander anordnen, so daß Impulse der n-fachen Breite entstehen. Bild 1c zeigt die Zahl 3 dual verschlüsselt durch zeitliche Staffelung verschiedener Impulse und Impulslücken dargestellt. Bild 1d schließlich zeigt dieselbe Zahl dual verschlüsselt durch verschiedene Impulse, die gleichzeitig übertragen werden.

Dies sind die wichtigsten Möglichkeiten zur digitalen Darstellung eines Meßwertes. Während im Bild 1b der Meßwert in der Impulshöhe enthalten ist, ergibt er sich bei 1c und 1d aus der Anordnung der Impulse und Impulslücken. Diese Darstellungsweise entspricht der Pulscodemodulation (PCM).

Die digitale Erfassung elektrischer Meßwerte

Eine sehr anschauliche Methode zur Umwandlung einer elektrischen Spannung in ein digitales Signal ist im Bild 2 prinzipiell dargestellt. Die Meßspannung U_M wird an die Vertikalablenkplatten einer Elektronenstrahlröhre gelegt, deren Horizontalablenkung in bekannter Weise durch eine Kippspannung erfolgt. Der aus der Röhre austretende Elektronenstrahl trifft in der Verlängerung auf ein fotoelektrisches Element (z. B. eine Fotozelle), wo ein entsprechender Fotostrom ausgelöst wird. Zwischen Elektronenstrahlröhre und Fotoelement befindet sich nun eine Schablone, die in verschiedenen Zeilen entsprechende Werte dual verschlüsselt enthält in Gestalt dunkler und heller Quadrate. Läuft der Elektronenstrahl in einer Horizontalen über diese Schablone, so trifft er auf eine bestimmte Folge heller und dunkler Vierecke, die an der Fotozelle zu einer bestimmten zeitlich gestaffelten Impulsfolge des entstehenden Fotostromes führt. Die Art der Impulsfolge kennzeichnet gemäß Bild 1 einen bestimmten Zahlenwert. Sie ist abhängig von der Höhe, in der der Strahl über die Schablone läuft. Diese aber wird bestimmt durch die vertikal ablenkende Meßspannung.

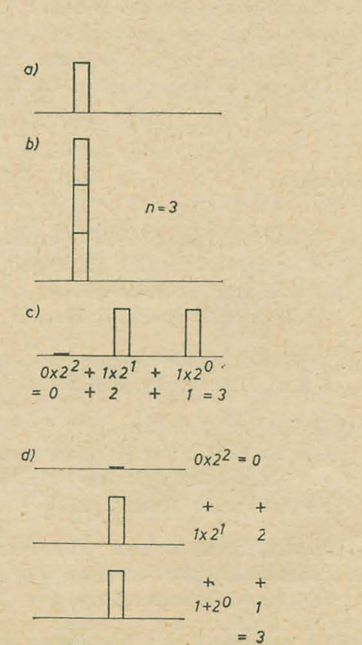


Bild 1: Zur Darstellung von Zahlenwerten durch Impulse

Einen Eindruck von der dabei zu verwendenden Verschlüsselungsschablone vermittelt Bild 3. Sie zeigt das Schema für die Dualverschlüsselung der ersten Ziffern unseres Zahlensystems sowie die am Fotoelement entstehende Folge von Impulsen und Impulslücken. Zusätzlich werden durch solche Schablonen noch Impulse erzeugt, die zur Führung des Elektronenstrahls dienen, hier aber nicht mitgezeichnet sind.

Während die Arbeitsgeschwindigkeit dieses Verfahrens im wesentlichen durch die Trägheit des fotoelektrischen Elementes bestimmt wird, sind für die Genauigkeit vor allem Röhrengröße und Ablenklinearität bestimmend. Die Genauigkeitsgrenze dieses Verfahrens liegt deshalb in der Größenordnung 0,1%.

Praktisch am bedeutungsvollsten ist das Verfahren der Zeitverschlüsselung, von dem bereits viele gerätetechnische Ausführungen bekannt geworden sind. Hierbei wird die zu messende Spannung in ein proportionales Zeitintervall umgewandelt, daß nach bekannten Verfahren ausgemessen wird. Die Funktion dieser Methode sei anhand der Bilder 4 und 5 erläutert.

Die zu messende Spannung U_M wird mit einer Sägezahnspannung U_S konstanter Steilheit

$$S = \frac{U_S}{\Delta t}$$

verglichen. Die Anstiegszeit Δt des Sägezahnes vom Nulldurchgang desselben bis zu dem Augenblick, wo Meß- und Sägezahnspannung den gleichen Wert haben, wird ermittelt. Zu diesem Zweck werden Meßspannung und Sägezahnspannung an einen Spannungsvergleicher oder -komparator gelegt. Im Augenblick des

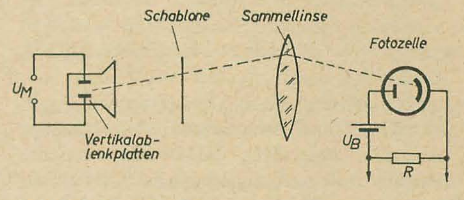


Bild 2: Prinzipielle Darstellung der digitalen Spannungsmessung mit Schablone

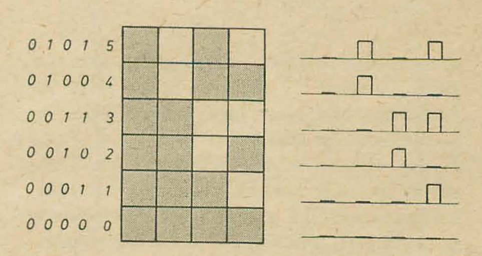


Bild 3: Schematische Darstellung eines Ausschnittes aus der Schablone im Bild 2. Links: Verschlüsselungsvorschrift; rechts: am Fotoelement entstehende Impulsfolge

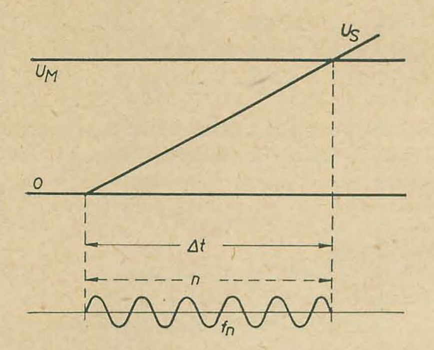


Bild 4: Zur Wirkungsweise der Zeitverschlüsselung

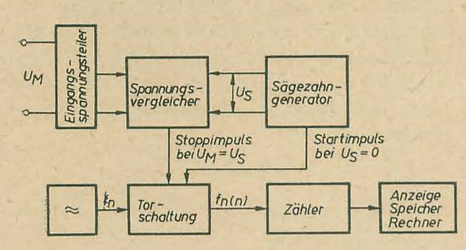


Bild 5: Blockschaltbild zur digitalen Spannungsmessung nach dem Verfahren der Zeitverschlüsselung

Nulldurchganges der Sägezahnspannung wird durch einen Startimpuls vom Sägezahngenerator eine Stromtorschaltung geöffnet, und ein elektronischer Zähler beginnt die von einem Normalgenerator abgegebenen Schwingungen zu zählen. Haben Meß- und Sägezahnspannung den gleichen Wert erreicht, wird durch einen Stoppimpuls vom Spannungsvergleicher die Stromtorschaltung geschlossen und die Zählung der Normalschwingungen beendet. Ist f_n die Frequenz des Normalgenerators und n die Zahl der gezählten Perioden, so ist die Anstiegszeit der Sägezahnspannung

$$\Delta t = \frac{n}{f_n}$$

und damit die Größe der Sägezahnspannung im Augenblick der Spannungsgleichheit

$$U_S = S \frac{n}{f_n} = U_M$$

Sind demnach Normalfrequenz und Steilheit des Sägezahnes bekannt und konstant, so ist die Zahl n der gezählten Schwingungsperioden ein Maß der zu messenden Spannung U_M.

Für die Genauigkeit dieses Verfahrens, das sich durch eine hohe Zählgeschwindigkeit auszeichnet, sind folgende Faktoren maßgebend:

a) Anstiegslinearität der Sägezahnspannung,
b) Abweichungen des Eingangsspannungsteilers von den Sollwerten,
c) Frequenzkonstanz des Normalgenerators,
d) Nullpunktsicherheit der Vergleichsorgane.

Die Quantisierung der Meßwerte und damit die Zahl der angezeigten Stellen wird bestimmt durch die Frequenz des Normalgenerators. Eine Steigerung der Genauigkeit bis zum optimalen Wert ist nur dann sinnvoll, wenn die durch die oben aufgeführten Einflüsse a ··· d bedingten Meßergebnisungenauigkeiten noch unterhalb des Optimums liegen. Die bis jetzt erreichte Genauigkeitsgrenze liegt in der Größenordnung von 10^{-7} für Frequenzen von 0,1 Hz bis 15 GHz.

Da das Meßergebnis aus der Abzählung eines Zeitintervalls gewonnen wird, wird die Meßspannung nur dann angezeigt, wenn am Spannungsvergleicher Gleichheit von Meß- und Sägezahnspannung besteht. Durch entsprechende Rückstellimpulse kann eine repetierende Arbeitsweise erreicht werden, so daß sich der Meßvorgang nach Ablauf jeweils von selbst wiederholt.

Außer Spannungen können nach diesem Verfahren der Zeitverschlüsselung auch andere elektrische Größen gemessen werden. Widerstandsmessungen z. B. führt man auf Spannungsmessungen zurück, indem man den zu messenden Widerstand R_M zusammen mit dem bekannten Teilerwiderstand R_T als Spannungsteiler an die bekannte Spannung U legt (Bild 6). Die über R_M abfallende Spannung U_M wird gemessen. Es gilt nach Bild 6:

$$U_M = U - U_T = U - I \cdot R_T$$

oder mit

$$I = \frac{U}{R_M + R_T}$$

$$U_M = U - U \cdot \frac{R_T}{R_M + R_T} = U \left(1 - \frac{R_T}{R_M + R_T}\right)$$

Man sieht, daß ein nichtlinearer Zusammenhang $U_M = f(R_M)$ besteht, der durch entsprechende Schaltungsmaßnahmen kompensiert werden kann.

Ein Gerät, das nach dem gleichen Verfahren (Zeitverschlüsselung) arbeitet, jedoch auch die Messung einer Spannung gegen eine Vergleichsspannung, die ungleich Null sein kann,

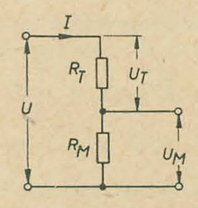


Bild 6: Widerstandsmessungen werden auf Spannungsmessungen zurückgeführt

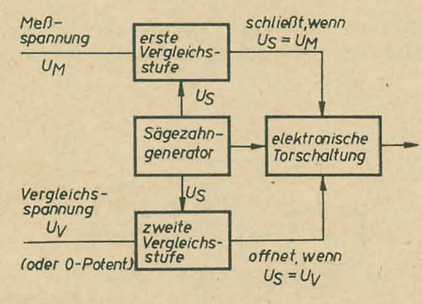


Bild 7: Schema zur Digitalmessung von Spannungsdifferenzen

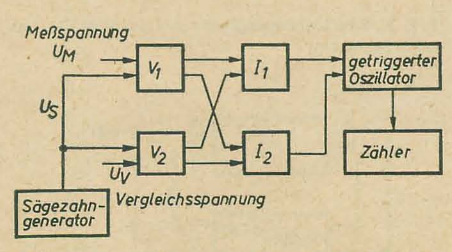


Bild 8: Schema zur Digitalmessung mit Polaritätsanzeige, V_n = Vergleicherstufen; I_n = Impulsstufen

gestattet, zeigt Bild 7 im Blockschaltbild. Die Schaltung verfügt über zwei Vergleicherstufen. An einer dieser Stufen liegt die Bezugsspannung bzw. das Potential Null bei Absolutmessung. Diese Stufe gibt einen Steuerimpuls an die elektronische Torschaltung ab, wenn die Sägezahnspannung die Größe der Bezugsspannung erreicht hat. Die zweite Vergleichsstufe vergleicht Meß- und Sägezahnspannung und schließt die Torschaltung bei Spannungsgleichheit durch einen entsprechenden Stoppimpuls. Die Länge des entstehenden Zeitintervalls ist proportional der Spannungsdifferenz.

Eine ähnliche Schaltung, die darüber hinaus die Polarität der gemessenen Spannung anzeigt, gibt Bild 8 im Blockschaltbild wieder. Bezugs- und Meßspannung gelangen zusammen mit der Sägezahnspannung auf zwei Spannungsvergleicher, wobei je nach der Polarität die Eingangsspannung der einen Vergleichsstufe größer als die der anderen ist. Ist z. B. U_M (Meßspannung) kleiner als U_V (Vergleichsspannung), so erreicht die Sägezahnspannung U_S bei ihrem Anstieg zunächst den Wert von U_M. Bei $U_M = U_S$ wird von der Vergleichsstufe V_1 ein Steuerimpuls auf die Impulsstufe I_1 gegeben, der in dieser einen negativen Impuls auslöst. Dieser wird beendet durch einen Stoppimpuls von der Vergleichsstufe V_2 auf die Impulsstufe I_1, der entsteht, wenn $U_S = U_V$ ist. Für die Dauer des von der jeweils tätigen Impulsstufe abgegebenen Impulses, die proportional der Spannungsdifferenz ist, werden die von einem getriggerten Oszillator erzeugten Schwingungen elektronisch gezählt. Die Polarität der zu messenden Spannung kann man erkennen an der Impulsstufe, die jeweils tätig ist, bei $U_M < U_V$ die Stufe I_1, bei $U_V < U_M$ I_2.

Die Darstellung der Meßergebnisse

Bereits eingangs wurde darauf hingewiesen, daß digitale Meßgeräte sowohl bei der Meßwertanzeige als auch bei der Meßwertverarbeitung Vorteile bieten. Je nach dem weiteren Verwendungszweck macht sich die Darstellung der Meßwerte in verschiedenen Formen erforderlich.

Für anzeigende Digitalmeßgeräte mit direkter Ablesung wird für die Darstellung der Meßwerte das allgemein übliche Dezimalzahlensystem verwendet. Dadurch erhält man eine bequeme, sichere und schnell ablesbare Anzeige. Als Anzeigeelemente dienen speziell für diesen Zweck entwickelte Röhren.

Erfolgt die Weiterverarbeitung der Meßwerte in digitalen Rechenanlagen, so wird zu ihrer Darstellung das in der Rechenelektronik übliche Dualzahlensystem verwendet. Die Vorteile, die dieses Zahlensystem hierbei bietet, dürfen als bekannt vorausgesetzt werden.

Auch für die Meßwertspeicherung erfolgt zweckmäßig die Darstellung der Meßergebnisse in Dualzahlen, da sich hierbei eine erhebliche Einsparung an erforderlichen Speicherelementen erzielen läßt. Für die Speicherung zweistelliger Zahlen z. B. benötigt man bei der Darstellung im Dezimalzahlensystem zwanzig Speicherelemente, bei Darstellung der Meßwerte als Dualzahlen dagegen nur sieben.

Neben diesen beiden Darstellungssystemen als Dezimal- und als Dualzahl sind noch weitere Darstellungsmethoden bekannt, die vor allem in der Fernübertragungstechnik für Meßwerte Bedeutung haben.

Die Wirkungsweise der Reaktanzstufen

OSWALD ORLIK

Im nachfolgenden Beitrag wird die Wirkungsweise der Reaktanzstufen erklärt, wobei aus noch zu beschreibenden Gründen die Reaktanzstufe, als regelbares Blindschaltelement wirkend, als bekannt vorausgesetzt wird. Dadurch ist eine bessere Übersicht und ein besseres Verständnis der Wirkungsweise zu erwarten. Die Anwendungen der Reaktanzstufen werden in einem der nächsten Hefte behandelt.

Im allgemeinen wird in der Literatur bei der Beschreibung der Wirkungsweise der Reaktanzstufe davon ausgegangen, daß eine Schaltung, bestehend aus Röhre ohne Anodenwiderstand und parallelgeschaltetem Spannungsteiler, vorgegeben wird (Bild 1). Das Ergebnis der entsprechend durchgeführten Rechnungen beweist, daß die vorgegebene Schaltung als Blindschaltelement wirkt. Wir wollen jedoch einen anderen Weg beschreiten, der ein besseres Verständnis und eine bessere Übersicht verspricht. Hierzu soll nicht eine Schaltung, für die die Funktionsgleichungen zu finden sind, vorgegeben werden, sondern aus methodischen Gründen das Ergebnis, nämlich daß die Reaktanzstufe als Blindschaltelement wirkt, als

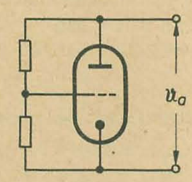


Bild 1: Allgemeine Darstellung einer Reaktanzstufe

Ausgangspunkt festgelegt werden. Damit lassen sich entsprechende Bedingungen für eine Schaltung finden, die als Grundlage zum Herleiten der Funktionsgleichungen der Reaktanzstufe benutzt werden können. Der Grund für ein solches Vorgehen ist die Tatsache, daß viele Leser, die sich über die Wirkungsweise informieren wollen, bereits wissen, daß die Reaktanzstufe als regelbares Blindschaltelement arbeitet.

Anschließend soll nun untersucht werden, welche Bedingungen an eine Röhrenschaltung zu stellen sind, damit diese als Blindschaltelement wirkt. Bild 2 zeigt einen Parallelschwingkreis, der im Anodenkreis einer Elektronenröhre liegt. Parallel zum Schwingkreis liegt ein Schaltelement, das als Reaktanz wirken soll. Diese Reaktanzwirkung liegt dann vor, wenn zwischen der Spannung $\mathfrak{U}_a$ und dem Strom $\mathfrak{J}_x$ eine Phasenverschiebung von $\pm 90°$ vorhanden ist. Dies bedeutet, wenn für das Blindschaltelement eine Röhre verwendet wird, daß zwischen der Anodenspannung und dem Anodenstrom dieser Röhre eine Phasenverschiebung von $\pm 90°$ bestehen muß. Damit ergibt sich schon die erste Bedingung, nämlich daß bei der verwendeten Röhre eine Phasenverschiebung von $\pm 90°$ einzustellen ist. Die zweite Bedingung ergibt sich aus der Forderung der ersten Bedingung. Es ist also zu untersuchen, wie sich eine Phasenverschiebung von $\pm 90°$ zwischen Anodenstrom und Anodenspannung einer Röhre erreichen läßt.

Da diese Phasenverschiebung, über die Zeit betrachtet, konstant sein muß, bietet sich als einfachste Lösung die Rückkopplungsschaltung an, denn diese Schaltung garantiert eine direkte Abhängigkeit beider Größen über die Zeit. Hierbei besteht die Steuerspannung aus einem Teil der Anodenspannung. Die Anodenspannung erscheint demnach um den Betrag des Rückkopplungsfaktors $\mathfrak{K}$ vermindert am Steuergitter. Wir wollen uns nun die hierfür geltende Gleichung ansehen, um zu der dritten Bedingung zu gelangen. In der bekannten Gleichung für den Anodenstrom

$$\mathfrak{J}_a = S\,(\mathfrak{U}_g + D \cdot \mathfrak{U}_a)$$

setzen wir zu diesem Zweck für $\mathfrak{U}_g$ den Ausdruck $\mathfrak{K} \cdot \mathfrak{U}_a$ ein und erhalten somit

$$\mathfrak{J}_a = S \cdot \mathfrak{K} \cdot \mathfrak{U}_a + S \cdot D \cdot \mathfrak{U}_a$$

bzw.

$$\mathfrak{J}_a = \mathfrak{U}_a\,(S \cdot \mathfrak{K} + S \cdot D)$$

Für $S \cdot D$ kann man jedoch $1/R_i$ schreiben, und es ergibt sich

$$\mathfrak{J}_a = \mathfrak{U}_a \left(S \cdot \mathfrak{K} + \frac{1}{R_i}\right)$$

Bei entsprechender Dimensionierung der Schaltung und Auswahl der Röhre (R_i: sehr

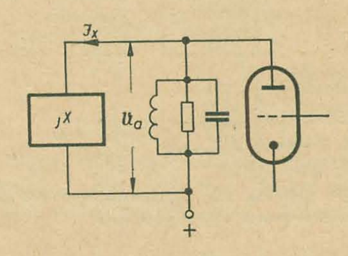


Bild 2: Anodenschwingkreis mit parallel geschalteter Reaktanz

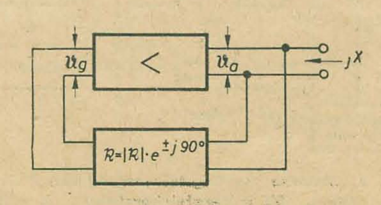


Bild 3: Rückkopplungsschaltung

hochohmig) ist der zweite Faktor in der Klammer zu vernachlässigen.

$$\mathfrak{J}_a = S \cdot \mathfrak{K} \cdot \mathfrak{U}_a \qquad (1)$$

Die Röhre arbeitet demnach im Kurzschlußbetrieb, denn der Kurzschlußstrom einer Röhre wird durch die Gleichung

$$\mathfrak{J}_a = S \cdot \mathfrak{U}_g$$

angegeben.

Um den Überblick zu erleichtern, soll im folgenden diese Betriebsart behandelt werden. Im anderen Falle bleibt der Entwicklungsgang erhalten, es ändern sich lediglich die Ausdrücke durch die vernachlässigten Faktoren.

Gleichung (1) ist für unsere Betrachtungen insofern interessant, als man aus dieser die Abhängigkeit des Anodenwechselstromes $\mathfrak{J}_a$ von der Anodenwechselspannung $\mathfrak{U}_a$ ersehen kann. Auffällig in Gleichung (1) dürfte weiterhin sein, daß bei einem komplexen Rückkopplungsfaktor

$$\mathfrak{K} = |\mathfrak{K}| \cdot e^{\pm j\,90°}$$

eine Phasenverschiebung von $\pm 90°$ zwischen $\mathfrak{J}_a$ und $\mathfrak{U}_a$ eintritt.

Mit der Schlußfolgerung aus Gleichung (1) sind die drei wichtigsten Bedingungen gefunden. Um also eine Röhrenschaltung als Reaktanzstufe arbeiten zu lassen, sind drei Bedingungen zu erfüllen:

1. Zwischen Anodenstrom $\mathfrak{J}_a$ und Anodenspannung $\mathfrak{U}_a$ ist eine Phasenverschiebung von $+90°$ bzw. $-90°$ einzustellen.
2. Punkt 1. wird erfüllt, wenn man eine Rückkopplungsschaltung anwendet, um eine Abhängigkeit beider Größen zu erhalten, und wenn
3. der Rückkopplungsfaktor die Größe $\mathfrak{K} = |\mathfrak{K}| \cdot e^{\pm j\,90°}$ besitzt.

Die Schaltung, die diese Bedingung erfüllt, zeigt Bild 3. Der nächste Schritt muß nun darin bestehen, das Rückkopplungsglied von der Schaltung im Bild 3 zu lösen und in den Mittelpunkt unserer weiteren Betrachtungen zu stellen. Es ist also festzustellen, welchen Aufbau das Rückkopplungsglied aufweisen muß, um die gestellte Forderung $\mathfrak{K} = |\mathfrak{K}| \cdot e^{\pm j\,90°}$ zu erfüllen. Ganz allgemein wird dieser Bedingung ein einfacher Phasenschieber nach Bild 4 gerecht. Aus der Praxis sind uns als einfache Phasenschieber RC- und RL-Glieder nach den Bildern 5a und 5b bekannt. An den Blindschaltelementen C bzw. L liegt eine Spannung, die gegenüber dem durchfließenden Strom um 90° phasenverschoben ist. Liegt zwischen dem Strom und der Eingangsspannung $\mathfrak{U}_a$ keine Phasenverschiebung vor, dann beträgt die Phasenverschiebung zwischen $\mathfrak{U}_g$ und $\mathfrak{U}_a$ 90°. Um aber die Phasengleichheit (in der Praxis ist nur eine annähernde möglich) zwischen Strom und Spannung $\mathfrak{U}_a$ zu erreichen, darf der Gesamtwiderstand der Reihenschaltung von R und C bzw. R und L nur einen zu vernachlässigenden Blindanteil besitzen. Daraus ergeben sich die Bedingungen

$$R \gg \frac{1}{\omega C} \quad \text{und} \quad R \gg \omega L$$

Weiterhin lassen sich Phasenschieber nach den Bildern 6a und 6b anwenden, bei denen im Gegensatz zu den Bildern 5a und 5b die Schaltelemente vertauscht sind. Selbstverständlich ändern sich mit dieser Umordnung

auch die Phasenverhältnisse zwischen Strom und Spannung $\mathfrak{U}_a$. Das Prinzip dieser Phasenschieber besteht darin, daß der Strom durch C bzw. L um 90° in der Phase gegenüber der Spannung $\mathfrak{U}_a$ gedreht wird. Der durch diesen Strom verursachte Spannungsabfall am Widerstand R besitzt damit gegenüber der Spannung $\mathfrak{U}_a$ ebenfalls eine Phasenverschiebung von 90°.

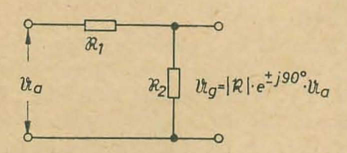


Bild 4: Einfacher Phasenschieber

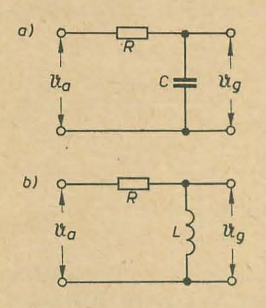


Bild 5: a) RC-Phasenschieber, b) RL-Phasenschieber

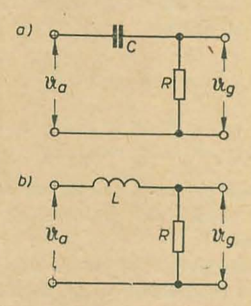


Bild 6: Phasenschieber wie nach Bild 5, nur mit vertauschten Bauelementen

Der Gesamtwiderstand muß bei diesen Schaltungsbeispielen nahezu durch den Blindanteil dargestellt werden. Daraus folgt

$$\frac{1}{\omega C} \gg R \quad \text{und} \quad \omega L \gg R$$

Als Rückkopplungsglied lassen sich also vier einfache Phasenschieber verwenden. Dabei liegt bei zwei Gliedern das Prinzip zugrunde, daß bei einem Blindschaltelement Strom und Spannung um 90° phasenverschoben sind. Bei den beiden anderen Gliedern wird dagegen der Strom um 90° gedreht. Bei beiden Arten ist jedoch darauf zu achten, daß die vorher genannten Bedingungen eingehalten werden, damit die Phasenverschiebung nicht sehr von 90° abweicht.

Festzustellen ist noch, welche Phasenverschiebung, ob positive oder negative, bei den einzelnen Gliedern auftritt. Bei dem RC-Glied im Bild 5a liegt eine Phasenverschiebung von —90° vor, da in einem Kondensator der Strom der Spannung um 90° vorauseilt. Demnach ist, da Phasengleichheit zwischen $\mathfrak{J}_a$ und $\mathfrak{U}_a$ besteht,

$$\mathfrak{U}_g = \mathfrak{U}_a \cdot |\mathfrak{K}| \cdot e^{-j90°} \qquad (2)$$

Da im Bild 5b eine Induktivität das phasendrehende Glied ist, gilt für dieses Glied

$$\mathfrak{U}_g = \mathfrak{U}_a \cdot |\mathfrak{K}| \cdot e^{+j90°} \qquad (3)$$

Im Bild 6a eilt durch die Bedingung $1/\omega C \gg R$ der Strom um 90° der angelegten Spannung voraus. Der Strom verursacht am Widerstand R den Spannungsabfall $\mathfrak{U}_g$. Somit gilt für diesen Fall

$$\mathfrak{U}_g = \mathfrak{U}_a \cdot |\mathfrak{K}| \cdot e^{+j90°} \qquad (4)$$

Für Bild 6b gilt analog

$$\mathfrak{U}_g = \mathfrak{U}_a \cdot |\mathfrak{K}| \cdot e^{-j90°} \qquad (5)$$

Aus den Gleichungen (2) bis (5) erkennt man, daß die Schaltungen nach den Bildern 5a und 6b sowie die nach den Bildern 5b und 6a gleiche Wirkungen hervorrufen.

Diese Wirkungen treten im Gitterkreis der Röhre auf, bestimmen also die Gitterspannung. Bestimmen müssen wir jedoch noch die Wirkung der Reaktanzstufe in Abhängigkeit von der Gitterwechselspannung. Hierzu betrachten wir Gleichung (1). In dieser Gleichung bedeutet $\mathfrak{K} \cdot \mathfrak{U}_a = \mathfrak{U}_g$. Setzt man die Gleichungen (2) bis (5) in die Gleichung (1) ein, so sind die Phasenverschiebungen zwischen Anodenstrom $\mathfrak{J}_a$ und Anodenspannung $\mathfrak{U}_a$ in den vier Schaltungen zu erkennen. Da die Gleichungen (2) und (5) sowie (3) und (4) identisch sind, werden die Betrachtungen auf zwei Fälle beschränkt.

Bei den Schaltungen mit den Rückkopplungsgliedern — Bilder 5a und 6b — lautet die Gleichung für den Anodenstrom mit den entsprechenden Gleichungen (2) und (5)

$$\mathfrak{J}_a = S \cdot |\mathfrak{K}| \cdot \mathfrak{U}_a \cdot e^{-j90°}$$

Hieraus erkennt man, daß bei Reaktanzstufen mit Rückkopplungsgliedern — Bilder 5a und 6b — der Anodenstrom der Anodenspannung um 90° nacheilt. Da bei einer Induktivität ebenfalls der durchfließende Strom gegenüber der anliegenden Spannung um —90° phasenverschoben ist, wirken die beiden Reaktanzstufen wie Induktivitäten.

Die Reaktanzstufen mit den Rückkopplungsgliedern — Bilder 5b und 6a — wirken dagegen wie Kapazitäten, da bei ihnen nach

$$\mathfrak{J}_a = S \cdot |\mathfrak{K}| \cdot \mathfrak{U}_a \cdot e^{+j90°}$$

der Anodenstrom um 90° der Anodenspannung vorauseilt.

Nach diesen Ergebnissen erscheint es zweckmäßig, sich einen zusammenfassenden Überblick zu verschaffen. Dies läßt sich am besten mit dem Zusammenstellen einer Tabelle erreichen. Zu diesem Zweck vereinigen wir zunächst die Bilder 3 und 4 zu dem Bild 7. Aus diesem Bild gelangen wir durch weiteres Umzeichnen zu Bild 8, das dem Bild 1 entspricht. Bild 8 ist die Grundschaltung der Reaktanzstufe. Für diese Schaltung vermittelt Tabelle 1 die notwendigen Hinweise über die Arbeitsweise bei entsprechendem Aufbau. In der Tabelle 1 sind also die wesentlichen Ergebnisse der bisherigen Betrachtungen zusammengefaßt.

Für den praktischen Einsatz der Reaktanzstufe genügt jedoch nicht zu wissen, ob diese Stufe als Induktivität oder Kapazität wirkt, sondern man muß vielmehr wissen, durch welche Größen die Induktivität bzw. Kapazität dargestellt wird. Weiterhin ist es wichtig, den Verlustanteil zu erkennen, da die Phasenverschiebung zwischen Anodenstrom und Anodenspannung nur annähernd 90° beträgt.

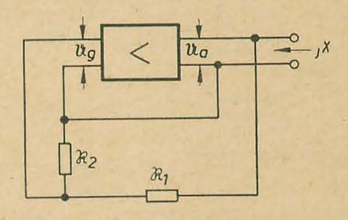


Bild 7: Rückkopplungsschaltung mit Phasenschieber als Rückkopplungsglied

Die Kenntnis dieser Größen ist auch deshalb notwendig, da man mit diesen die Regelmöglichkeit erkennt. Man muß also wissen, welche Größe zu verändern ist, um die Induktivität bzw. Kapazität zu variieren.

Die erforderlichen Größen sind in dem Widerstand enthalten, der an den Eingangsklemmen a/b im Bild 8 wirksam ist. Dieser Widerstand ist

$$\mathfrak{R}_{a/b} = \frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{J}_a} \qquad (6)$$

Mit Gleichung (1) erhält man

$$\mathfrak{R}_{a/b} = \frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{J}_a} = \frac{1}{S \cdot \mathfrak{K}} \qquad (7)$$

Der Rückkopplungsfaktor $\mathfrak{K}$ gibt das Verhältnis von Ausgangsspannung zu Eingangsspan-

Tabelle 1

Rückkopplungsglied nach Bild	$\mathfrak{R}_1$	$\mathfrak{R}_2$	Wirkung der Reaktanzstufe	Bedingung
5a	R	$1/\omega C$	Induktivität	$\mathfrak{R}_1 \gg \mathfrak{R}_2$
6b	ωL	R		
5b	R	ωL	Kapazität	
6a	$1/\omega C$	R		

Tabelle 2

Schaltung	Ersatzschaltung	Wirkanteil	Blindanteil
$\mathfrak{U}_a$, jX; R, C	R*, L* ≙ R', L'	$R^* = \frac{1}{S}(1 + \omega^2 R^2 C^2)$; $R' = \frac{1}{S}$	$L^* = \frac{1}{S} \cdot \frac{1 + \omega^2 R^2 C^2}{\omega^2 RC}$; $L' = \frac{RC}{S}$
$\mathfrak{U}_a$, jX; L, R	R*, L* ≙ R', L'	$R^* = \frac{1}{S}\left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2}\right)$; $R' = \frac{1}{S}$	$L^* = \frac{1}{S} \cdot \frac{R\left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2}\right)}{\omega^2 L}$; $L' = \frac{L}{S \cdot R}$
$\mathfrak{U}_a$, jX; R, L	R*, C* ≙ R', C'	$R^* = \frac{1}{S}\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2}\right)$; $R' = \frac{1}{S}$	$C^* = S \frac{RL}{R^2 + \omega^2 L^2}$; $C' = \frac{S \cdot L}{R}$
$\mathfrak{U}_a$, jX; C, R	R*, C* ≙ R', C'	$R^* = \frac{1}{S}\left(1 + \frac{1}{\omega^2 R^2 C^2}\right)$; $R' = \frac{1}{S}$	$C^* = S \frac{RC}{1 + \omega^2 R^2 C^2}$; $C' = SRC$

nung des Rückkopplungsgliedes an. Dieser beträgt nach Bild 4

$$\mathfrak{K} = \frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_a} = \frac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2} \tag{8}$$

Setzt man Gleichung (8) in Gleichung (7) ein, so ergibt sich

$$\mathfrak{R}_{a/b} = \frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{J}_a} = \frac{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2}{S \cdot \mathfrak{R}_2} \tag{9}$$

Gleichung (9) ist allgemein gültig für die vier betrachteten Schaltungen. Die der einzelnen Schaltung entsprechende Gleichung findet man, wenn für die Widerstände $\mathfrak{R}_1$ und $\mathfrak{R}_2$ die entsprechenden Größen aus den Bildern 5a bis 6b eingesetzt werden.
Für die Reaktanzstufe mit einem Rückkopplungsglied nach Bild 5a gilt nach Gleichung (9)

$$\mathfrak{R}_{a/b} = \frac{R + \frac{1}{j\omega C}}{S \cdot \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1 + j\omega RC}{S}$$

bzw.

$$\mathfrak{R}_{a/b} = \frac{1}{S} + j\frac{\omega RC}{S} \tag{10}$$

Aus Gleichung (10) ist ersichtlich, daß der Widerstand $\mathfrak{R}_{a/b}$ einen Wirkanteil 1/S und einen Blindanteil ωRC/S besitzt. Diese Gleichung ist weiterhin identisch mit der Widerstandsgleichung eines RL-Reihenkreises. Man kann also schreiben

$$\mathfrak{R}_{a/b} = R' + j\omega L'$$

worin $R' = 1/S$ und $L' = RC/S$ bedeuten. Hieraus erkennt man zwei Dinge:

1. Eine Reaktanzstufe mit einem Rückkopplungsglied nach Bild 5a arbeitet wie eine Induktivität.
2. Die Induktivität ist durch Variieren der Steilheit veränderlich, wobei letztere leicht durch die Gittervorspannung verändert werden kann.

Die Tatsache, daß eine Reaktanzstufe mit einem Rückkopplungsglied nach Bild 5a wie eine Induktivität arbeitet, stellten wir schon bei den Betrachtungen der Gleichungen (2) bis (5) fest.
Als weitere Schaltung wollen wir die Reaktanzstufe mit einem Rückkopplungsglied nach Bild 6b wählen, da diese Schaltung ebenfalls einer Induktivität entspricht. Wir halten uns damit auch an die Reihenfolge der Tabelle 1. Für diese Schaltung gilt

$$\mathfrak{R}_{a/b} = \frac{R + j\omega L}{S \cdot R} = \frac{1}{S} + j\frac{\omega L}{S \cdot R} \tag{11}$$

bzw.

$$\mathfrak{R}_{a/b} = R' + j\omega L'$$

mit

$$R' = \frac{1}{S} \quad \text{und} \quad L' = \frac{L}{S \cdot R}$$

Für die Schaltung mit einem Rückkopplungsglied nach Bild 5b beträgt

$$\mathfrak{R}_{a/b} = \frac{R + j\omega L}{S \cdot j\omega L} = \frac{1}{S} - j\frac{R}{\omega L S} \tag{12}$$

Wie wir bereits feststellten, arbeitet diese

Schaltung wie eine Kapazität. Dies zeigt auch Gleichung (12). Somit läßt sich schreiben

$$\mathfrak{R}_{a/b} = R' - j\frac{1}{\omega C'}$$

mit $R' = \frac{1}{S}$ und $C' = \frac{S \cdot L}{R}$

Für die Schaltung mit einem Rückkopplungsglied nach Bild 6a gilt

$$\mathfrak{R}_{a/b} = \frac{R + \frac{1}{j\omega C}}{S \cdot R} = \frac{1}{S} - j\frac{1}{\omega RC \cdot S} \quad (13)$$

bzw.

$$\mathfrak{R}_{a/b} = R' - j\frac{1}{\omega C'}$$

mit $R' = 1/S$ und $C' = SRC$

Auch diese Schaltung arbeitet wie eine Kapazität.

Die ermittelten Gleichungen (10) bis (13) gelten für eine Reihenschaltung eines Wirkwiderstandes R′ mit einem Blindwiderstand X′. Da in der Praxis eine Reaktanzstufe in

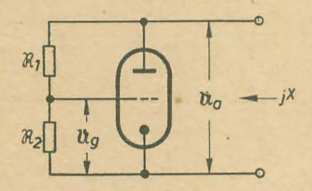


Bild 8: Schaltbild der Reaktanzstufe

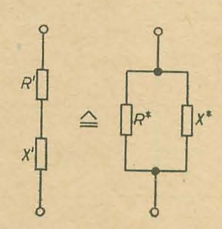


Bild 9: Zur Umrechnung eines Reihenkreises in einen Parallelkreis

den meisten Fällen parallel zu einem Parallelschwingkreis geschaltet wird, erscheint es zweckmäßig, die Reihenschaltung von R′ und X′ in eine gleichwertige (dies ist allerdings nur für eine Frequenz möglich) Parallelschaltung umzurechnen. Bild 9 zeigt die entsprechenden Schaltungen. Die Widerstände der Parallelschaltung sind mit einem Sternchen gekennzeichnet. Bei der Umrechnung gehen wir davon aus, daß der Widerstandswert beider Schaltungen gleich sein muß. Der Leitwert des Parallelkreises ist demnach

$$\mathfrak{G} = \frac{1}{\mathfrak{R}} = \frac{1}{R' + jX'}$$

Um einen Real- und einen Blindanteil des Leitwertes zu erhalten, müssen wir konjugiert komplex erweitern. Also ist

$$\mathfrak{G} = \frac{R' - jX'}{(R' + jX')(R' - jX')}$$

$$= \frac{R'}{R'^2 + X'^2} - j\frac{X'}{R'^2 + X'^2} = \frac{1}{R^*} - j\frac{1}{X^*}$$

Damit erhält man

$$R^* = \frac{R'^2 + X'^2}{R'} \quad \text{und} \quad X^* = \frac{R'^2 + X'^2}{X'}$$

Für die Schaltung, für die Gleichung (10) gilt, beträgt der Leitwert

$$\mathfrak{G}_{a/b} = \frac{1}{R^*} - j\frac{1}{\omega L^*} \quad (10a)$$

Darin bedeuten mit den entsprechenden Werten

$$R^* = \frac{\left(\frac{1}{S}\right)^2 + \left(\frac{\omega RC}{S}\right)^2}{\frac{1}{S}} = \frac{1}{S}(1 + \omega^2 R^2 C^2)$$

und

$$L^* = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{\left(\frac{1}{S}\right)^2 + \left(\frac{\omega RC}{S}\right)^2}{\frac{\omega RC}{S}} = \frac{1}{S} \cdot \frac{1 + \omega^2 R^2 C^2}{\omega^2 RC}$$

Für die Werte aus Gleichung (11) ergeben sich nach Umrechnung

$$R^* = \frac{\left(\frac{1}{S}\right)^2 + \left(\frac{\omega L}{S \cdot R}\right)^2}{\frac{1}{S}} = \frac{1}{S}\left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2}\right)$$

und

$$L^* = \frac{\left(\frac{1}{S}\right)^2 + \left(\frac{\omega L}{S \cdot R}\right)^2}{\frac{\omega^2 L}{SR}} = \frac{1}{S} \cdot \frac{R\left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2}\right)}{\omega^2 L}$$

Weiter gelten für die Schaltungen nach der Reihenfolge von Tabelle 1 entsprechend Gleichung (12)

$$R^* = \frac{\left(\frac{1}{S}\right)^2 + \left(\frac{R}{\omega SL}\right)^2}{\frac{1}{S}} = \frac{1}{S}\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2}\right)$$

sowie

$$C^* = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{\frac{R}{\omega SL}}{\left(\frac{1}{S}\right)^2 + \left(\frac{R}{\omega SL}\right)^2} = S\frac{RL}{R^2 + \omega^2 L^2}$$

und entsprechend Gleichung (13)

$$R^* = \frac{\left(\frac{1}{S}\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega SRC}\right)^2}{\frac{1}{S}} = \frac{1}{S}\left(1 + \frac{1}{\omega^2 R^2 C^2}\right)$$

sowie

$$C^* = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{\frac{1}{\omega RSC}}{\left(\frac{1}{S}\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega RSC}\right)^2}$$

$$= S \cdot \frac{RC}{1 + \omega^2 R^2 C^2}$$

Um nach diesen Umrechnungen einen Überblick zu bewahren und das bisher Dargestellte zu veranschaulichen, wurde Tabelle 2 zusammengestellt. Aus dieser Tabelle sind die wichtigsten Merkmale der vier Reaktanzstufen zu ersehen.

Zusammenfassung

Zu Beginn dieses Beitrages wurde davon ausgegangen, daß allgemein bekannt ist, daß eine Reaktanzstufe als Blindschaltelement wirkt. Ausgehend davon wurde beschrieben, welche Schaltungslösungen notwendig sind, um bei einer Röhre eine 90°-Phasenverschiebung zwischen Anodenstrom und Anodenspannung zu erreichen. Das hierzu notwendige Rückkopplungsglied wurde getrennt betrachtet. Aus diesen Betrachtungen entstanden die vier Grundschaltungen der Reaktanzröhren, für die daran anschließend die notwendigen Gleichungen ermittelt wurden. Um die auf Grund der vier behandelten Schaltungsfälle erschwerte Übersicht zu erleichtern, wurden die Ergebnisse in Form einer Tabelle zusammengestellt, aus der neben dem Schaltungsaufbau auch die entsprechenden Gleichungen ersichtlich sind.

Literatur

[1] F. Vilbig: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik II; 5. Auflage, Akademische Verlagsgesellschaft Geest und Portig K.-G., Leipzig 1958

[2] E. G. Woschni: Frequenzmodulation; 2., verbesserte und erweiterte Auflage, VEB Verlag Technik, Berlin 1962

[3] Dipl.-Ing. Raschkowitsch: Phasenwinkelmodulation; Fachbuchverlag GmbH, Leipzig 1952

[4] B. P. Assejew: Phasenbeziehungen in der Funktechnik; VEB Verlag Technik, Berlin 1957

[5] H. Rothe und W. Kleen: Elektronenröhren als Anfangsstufen-Verstärker; Akademische Verlagsgesellschaft Geest und Portig K.-G., Leipzig 1948

[6] C. Rint: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Band II; Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde 1953

Eigenschaften und Anwendung piezoelektrischer Keramik als Filter in der HF-Technik

Teil 2 und Schluß

Ing. L. NAUMANN

Siebschaltungen

Außer zwei- und dreipoligen keramischen Einzelfiltern besteht noch die Möglichkeit zu Filterkombinationen. Durch mehrere in Serie geschaltete zwei- oder dreipolige Keramikscheiben zu einer Filterkette lassen sich erheblich günstigere Dämpfungscharakteristiken erzielen als bei einem Einzelfilter. Ein Dreischeiben-Keramikfilter besitzt z. B. eine steilere Durchlaßkurve als ein zweikreisiges LC-Filter. Für eine lange gleichmäßige Filterkette ist die Dämpfung weit ab vom Resonanzpunkt gleich der Anzahl der Glieder multipliziert mit dem Wert des Einzelgliedes.

Ein weiteres Anwendungsgebiet für Zweipolfilter ist der Einsatz in Siebschaltungen anstelle konzentrischer Bauelemente. Im folgenden werden Grundglieder in symmetrischer und unsymmetrischer Ausführung beschrieben, die mit ein oder zwei keramischen Scheiben bestückt sind.

Eine Berechnung von Netzwerken mit keramischen Resonatoren ist ohne eine genaue Kenntnis der Materialkonstanten k_p; ε_r; N_D und Q_m nicht möglich.

Durch Änderung der Zusammensetzungen des keramischen Grundmaterials und durch An-

Tabelle 5: Symmetrische Grundglieder mit einem Resonator

Tabelle 6: Unsymmetrische Grundglieder mit einem Resonator

1	Brückenglied	π-Glied	T-Glied	L-Glied Resonator im Längszweig	L-Glied Resonator im Querzweig	L-Glied Resonator in Längs- und Querzweig
2						
3						
4	$m^2 = \frac{f_\infty^2 - f_1^2}{f_\infty^2 - f_2^2}$	$m_1^2 = \frac{f_\infty^2 - f_1^2}{f_\infty^2 - f_2^2}$	$m_2^2 = \frac{f_\infty^2 - f_1^2}{f_\infty^2 - f_2^2}$	$m_1^2 = \frac{f_\infty^2 = f_2^2}{f_\infty^2 - f_1^2}$	$m_2^2 = \frac{f_2^2 - f_\infty^2}{f_1^2 - f_\infty^2}$	$m^2 = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_\infty^2 - f_2^2}$
5	$C_B = \frac{1}{2\pi f_2 m Z_B}$	$C_2 = \frac{1}{2\pi f_2 m_1 Z_\pi}$	$C_1 = \frac{1}{2\pi f_2 m_2 Z_T}$	$C_2 = \frac{m_1}{2\pi f_0 Z_\pi}$	$C_1 = \frac{m_2}{2\pi f_0 Z_T}$	$C_p = \frac{(1 + m^2)^{1/2}}{2\pi f_0 Z_{To}}$
6	$C_{pB} = m^2 C_B$	$C_{p1} = \frac{m_1^2 - 1}{2} C_2$	$C_{p2} = \frac{2 m_2^2}{1 - m_2^2} C_1$	$C_{p1} = \frac{1 - m_1^2}{m_1^2} C_2$	$C_{p2} = \frac{1}{m_2^2 - 1} C_1$	$C_s = \frac{1 - m^2}{m^2} C_p$
7	$C_s = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_1^2} C_{pB}$	$C_{s1} = \frac{f_\infty^2 - f_1^2}{f_1^2} C_{p1}$	$C_{s2} = \frac{f_2^2 - f_\infty^2}{f_\infty^2} C_{p2}$	$C_{s1} = \frac{f_\infty^2 - f_1^2}{f_1^2} C_{p1}$	$C_{s2} = \frac{f_2^2 - f_\infty^2}{f_\infty^2} C_{p2}$	$C_s = \frac{f_{\infty 1}^2 - f_{\infty 2}^2}{f_{\infty 2}^2} C_p$
8	$L_s = \frac{1}{4\pi^2 f_1^2 C_s}$	$L_{s1} = \frac{1}{4\pi^2 f_1^2 C_{s1}}$	$L_{s2} = \frac{1}{4\pi^2 f_\infty^2 C_{s2}}$	$L_{s1} = \frac{1}{4\pi^2 f_1^2 C_{s1}}$	$L_{s2} = \frac{1}{4\pi^2 f_\infty^2 C_{s2}}$	$L_s = \frac{1}{4\pi^2 f_{\infty 2}^2 C_s}$
9	$f_s = f_1$	$f_s = f_1$	$f_s = f_\infty$	$f_0 = f_1$	$f_0 = f_\infty$	$f_0 = f_{\infty 2}$
10	$\Delta f \geqq f_2 - f_1$	$\Delta f \geqq f_\infty - f_1$	$\Delta f \geqq f_2 - f_\infty$	$\Delta f \geqq f_\infty - f_1$	$f \Delta \geqq f_2 - f_\infty$	$\Delta f \geqq f_{\infty 1} - f_{\infty 2}$
11				$Z_0 = 1(+ m_1^2) Z_{To}$	$Z_0 = \frac{1 + m_2}{m_2} Z_{To}$	$Z_0 = 2 (1 + m^2) Z_{To}$

wendung verschiedener Beimengungen läßt sich der elektromechanische Kopplungsfaktor k_p in weiten Grenzen ändern und steht im direkten Verhältnis zur Bandbreite.
Tabelle 4 gibt typische Werte von Δf und der Konstanten K für unterschiedliche Werte des Kopplungsfaktors k_p bei einer Dielektrizitätskonstante $\varepsilon_r = 1000$ und der Resonanzfrequenz $f_s = 470$ kHz.

Tabelle 4: Vom elektromechanischen Kopplungsfaktor k_p abhängige Parameter

k_p	f Grund-resonanz	f 1. Ober-welle	K Grund-resonanz
%	kHz	kHz	pF/cm
10	1,70	0,39	1,00
15	3,86	0,88	2,28
20	7,00	1,59	4,15
25	11,20	2,55	6,64
30	16,60	3,78	9,82
35	23,20	5,30	13,70
40	32,00	7,30	19,00
45	42,70	9,74	25,30
50	56,00	12,75	33,10

Die Konstante K ist mit der Serienkapazität C_s durch die Gleichung

$$C_s = K \cdot \frac{0{,}5\, D^2}{d} \qquad (12)$$

verwandt und bei gegebener Keramik und Frequenz konstant.
Die Kettennetzwerke sind der Übersichtlichkeit halber in drei verschiedene Gruppen eingeteilt:

I. symmetrische Grundglieder mit einem Resonator (Tabelle 5)
II. unsymmetrische Grundglieder mit einem Resonator (Tabelle 6)
III. symmetrische Grundglieder mit zwei Resonatoren (Tabelle 7)

Die Tabellen 5 bis 7 enthalten folgende Daten und Berechnungsgleichungen:

1. Art des Netzwerkes
2. Der Aufbau des Netzwerkes zeigt die Lage der keramischen Resonatoren sowie die Kapazitäten.
3. Die Form der Dämpfungskurve mit der Bezeichnung der kritischen Frequenzen.
4. Der Wert des von der Form der Dämpfungskurve abhängigen Frequenzparameters m.
5. Der Wert der Kapazität C begrenzt in Bandmitte die Impedanz Z und den Frequenzfaktor m.
6. Der Wert der Resonatorkapazität C_p im Verhältnis zu einer bestimmten Kapazität.
7. Der Wert der Resonatorkapazität C_s im Verhältnis zur Resonatorkapazität C_p.
8. Der Wert der Resonatorinduktivität L_s im Verhältnis zur Resonatorkapazität C_s.
9. Die Identität der Resonator-Resonanzfrequenz f_s mit einer der kritischen Frequenzen.
10. Die Bedingungen der Ausführbarkeit hinsichtlich der geforderten Bandbreite.
11. Die Wellenwiderstandsänderung im Durchlaßbereich und im Falle eines unsymmetrischen Gliedes das Verhältnis von Eingangs- zur Ausgangsspannung.

Die kritischen Frequenzen sind wie folgt bezeichnet:

f_1 = untere Grenzfrequenz
f_2 = obere Grenzfrequenz
f_0 = Mittenfrequenz $(f_1 + f_2)/2$
f_∞ = Frequenz unendlicher Dämpfung bzw. Polfrequenz

Der Wellenwiderstand Z bezieht sich auf die Mittenfrequenz f_0. Die kritischen Frequenzen f_1; f_2 und f_∞ sind mit f_s und f_p identisch.
Ganz allgemein wird bei einem Resonator im Längszweig die untere Grenze des Paßbandes durch die Resonanzfrequenz f_s bestimmt, während der Dämpfungspol im oberen Sperrbereich von der Parallelresonanz f_p abhängt. Bei einem Resonator im Querzweig bestimmt f_s den Dämpfungspol im unteren Sperrbereich und f_p die obere Grenze des Paßbandes. Resonatoren in beiden Zweigen ergeben im Kurvenverlauf einen Dämpfungspol in beiden Sperrbereichen.
Für Resonatoren wird die Dämpfung in dB angegeben. Praktische Filter besitzen auf Grund ihrer inneren Dämpfung eine endliche Güte und verhindern — wie erwartet — eine rapide Änderung der Dämpfung in Abhängigkeit von der Frequenz.
In vielen Fällen ist die Dämpfung weit vom Resonanzpunkt entfernt (A_∞) von besonderem Interesse.
Der Wert der Weitabdämpfung ist abhängig von der Bandbreite Δf und der Lage des Dämpfungspoles. Die im Bild 12 gezeigten Kurven veranschaulichen, daß A_∞ zunimmt, wenn die Lage von f_∞ weit vom Durchlaßbereich entfernt oder die Bandbreite verringert wird.
Für einzelne Siebglieder sind etwa folgende Werte von A_∞ zu erreichen.

Grundglied: $A_\infty = 13{,}6$ dB
Halbglied: $A_\infty = 6{,}8$ dB

Wie bei Filterketten multipliziert sich auch hier der Wert der Weitabdämpfung eines Einzelgliedes mit der Anzahl in Serie geschalteter Glieder.
Bei der Betrachtung und Auswahl keramischer Filter ist die Kenntnis des Kennwiderstandes Z von großer Bedeutung.
Ganz allgemein besitzen π-Glieder eine niedrige und T-Glieder eine hohe Scheinwiderstandsanpassung. Grundglieder mit zwei Resonatoren haben dazwischenliegende Werte.
Für verschiedene Grundglieder ist im Bild 13 einmal der Wellenwiderstand als Funktion der Bandbreite bei konstanter Polfrequenz gezeigt, während aus Bild 14 der Wellenwiderstand in Abhängigkeit der Polfrequenz bei konstanter Bandbreite ersichtlich ist.
Die Gestalt der Dämpfungskurve, die Bandbreite und der Verlauf des Wellenwiderstandes innerhalb des Durchlaßbereiches sind maßgebend bei der Wahl eines Netzwerkes. In den Tabellen 5 bis 7 sind die Berechnungsgleichungen und Ausführbarkeitsbedingungen festgelegt.
Die Dimensionen des Resonators sind durch

$$D = \frac{N_D}{f_s} \qquad (1)$$

und

$$d = \frac{K \cdot D^2}{4 \cdot C_s} \qquad (13)$$

festgelegt.

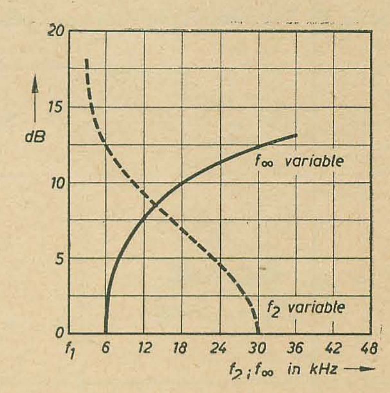


Bild 12: Weitabdämpfung eines L-Gliedes mit Serienresonator $f_1 = 467$ kHz

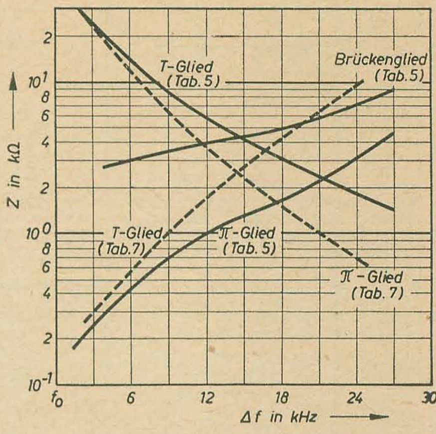


Bild 13: Änderung des Wellenwiderstandes Z mit der Bandbreite Δf bei der Mittenfrequenz $f_0 = 470$ kHz und Dämpfungspol $f - f_0 = 30$ kHz

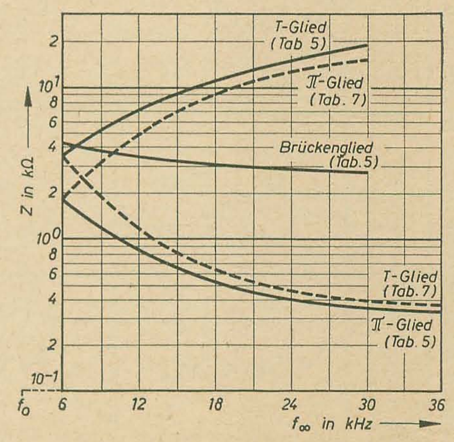


Bild 14: Änderung des Wellenwiderstandes Z mit der Polfrequenz $f_\infty - f_0$ bei der Mittenfrequenz $f_0 = 470$ kHz und Bandbreite $\Delta f = 8$ kHz

Zahlenbeispiel

Gefordert wird von einem Doppel-T-Glied eine Impedanz von 1 kΩ bei einer Bandbreite von 8 kHz. Die Bandmittenfrequenz ist 470 kHz mit dem Dämpfungspol 10 kHz über der Mitte des Durchlaßbereiches.

$f_0 = 470$ kHz $f_\infty = 480$ kHz
$f_1 = 466$ kHz $Z = 1$ kΩ
$f_2 = 474$ kHz

Anwendung der Gleichungen von Tabelle 7 (T-Glied)

$m_1^2 = 1{,}315$ $C_s = 13{,}5$ pF
$C_2 = 340$ pF $L_s = 8{,}6$ mH
$C_p = 224$ pF

Tabelle 7: Symmetrische Grundglieder mit zwei Resonatoren

1	π-Glied Resonatoren im Querzweig	T-Glied Resonatoren im Längszweig	L-Glied Resonator im Längs- und Querzweig
2	C_1 C_{p2} C_{p2} C_{s2} L_{s2} C_{s2} L_{s2}	C_{s1} L_{s1} C_{p1} C_{s1} L_{s1} C_{p1} C_2	C_{s1} L_{s1} C_{p1} Z_T C_{p2} Z_π C_{s2} L_{s2}
3	f_∞ f_1 f_2	f_1 f_2 f_∞	$f_{\infty 2}$ f_1 f_0 f_2 $f_{\infty 1}$
4	$m_2^2 = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_1^2 - f_\infty^2}$	$m_1^2 = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_\infty^2 - f_2^2}$	$m_1^2 = \frac{f_{\infty 1}^2 - f_2^2}{f_{\infty 1}^2 - f_1^2}$ $m_2^2 = \frac{f_2^2 - f_{\infty 2}^2}{f_1^2 - f_{\infty 2}^2}$
5	$C_1 = \frac{1}{2\pi f_0 Z_\pi}$	$C_2 = \frac{1}{2\pi f_0 Z_T}$	$C_p = \frac{1}{2\pi f_0 \sqrt{Z_\pi Z_T}} \left(\frac{1 + m_2^2}{1 + m_1^2}\right)^{1/2}$
6	$C_{p2} = \frac{2}{m_2^2} C_1$	$C_{p1} = \frac{m_1^2}{2} C_2$	$C_{p1} = \frac{1 - m_1^2}{2} C_p$ $C_{p2} = \frac{2}{m_2^2 - 1} C_p$
7	$C_{s2} = \frac{f_2^2 - f_\infty^2}{f_\infty^2} C_{p2}$	$C_{s1} = \frac{f_\infty^2 - f_1^2}{f_1^2} C_{p1}$	$C_{s1} = \frac{f_{\infty 1}^2 - f_0^2}{f_0^2} C_{p1}$ $C_{s2} = \frac{f_0^2 - f_{\infty 2}^2}{f_{\infty 2}^2} C_{p2}$
8	$L_{s2} = \frac{1}{4\pi^2 f_\infty^2 C_{s2}}$	$L_{s1} = \frac{1}{4\pi^2 f_1^2 C_{s1}}$	$L_{s1} = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_{s1}}$ $L_{s2} = \frac{1}{4\pi^2 f_{\infty 2}^2 C_{s2}}$
9	$f_0 = f_\infty$	$f_0 = f_1$	$f_{01} = f_0$ $f_{02} = f_{\infty 2}$
10	$\Delta f \geqq f_2 - f_\infty$	$\Delta f \geqq f_\infty - f_1$	$\Delta f_1 \geqq f_{\infty 1} - f_0$ $\Delta f_2 \geqq f_0 - f_{\infty 2}$
11	f_1 f_2 Z_π	f_1 f_2 Z_T	Z_π Z_T f_1 f_2 f_1 f_2 $Z_{T0} = Z_0 [1 + (C_{p2}/C_{p1})]$ $m^2 m_2^2$

Die ausführbare Bedingung ist $\Delta f \geqq f_\infty - f_1 = 14$ kHz. Aus der Tabelle ergibt sich die Anwendung eines keramischen Resonators mit einem elektromechanischen Kopplungskoeffizienten von mindestens 30%. Zweckmäßigerweise wählt man einen etwas höheren Koeffizienten.

Vorausgesetzt, daß für das keramische Material die Werte

$$k_p = 40\,\%;\ N_D = 2200 \text{ kHz} \cdot \text{mm}$$

und

$$\varepsilon_r = 1250$$

gültig sind, ist

$$D = \frac{N_D}{f_s} = \frac{2200 \text{ kHz} \cdot \text{mm}}{466 \text{ kHz}} = 4{,}72 \text{ mm}$$

$$d = \frac{K \cdot D^2}{4 \cdot C_s}$$

$$= \frac{1{,}25 \cdot 19 \text{ pF/cm} \cdot 0{,}472 \text{ cm}^2}{4 \cdot 13{,}5 \text{ pF}} = 0{,}097 \text{ cm}$$

wobei die Konstante K aus Tabelle 4 entnommen und die neue Dielektrizitätskonstante mit in der Rechnung enthalten ist.

Mit den gegebenen Dimensionen ergibt sich für den Resonator nach Gleichung 3 eine Kapazität

$$C = \frac{\varepsilon_r \cdot D^2}{4 \cdot d} = 195 \text{ pF}$$

In dem Zahlenbeispiel wird eine Kapazität $C_p = 224$ pF gefordert. Die keramischen Resonatoren müssen daher mit einer Kapazität

$$C_e = C_p - C = 29 \text{ pF}$$

überbrückt werden.

Für die beiden Resonatorscheiben wird ein Durchmesser von 4,72 mm bei einer Dicke von 0,97 mm gefordert, wobei jede Scheibe mit einer Kapazität von 29 pF überbrückt ist. Der Wert der Querkapazität beträgt 340 pF.

Die Dämpfung weit vom Resonanzpunkt entfernt hat einen Wert von 13,2 dB.

Die Forderung nach einem zweiten Dämpfungspol an der unteren Bandgrenze wird durch die Serienschaltung eines π-Gliedes mit dem berechneten T-Glied erreicht. Die Werte des π-Gliedes sind in derselben Weise wie oben zu finden.

Literatur

[1] U. S. Sonics Inc.: Piezoelectirc Ceramic for Solid I-F Filter; Electronics 21 (1961) S. 92

[2] R. C. V. Macario: Design Data for Band — Pass Ladder Filters Employing Ceramic Resonators; Electronic Engineering, März 1961, S. 171

[3] Alane Crawford: Piezoelectric Ceramic Transformers and Filters; Journal Brit. I.R.E., April 1961, S. 353

[4] Dipl.-Ing. Hans Keller: Eigenschaften und Anwendungen Piezoelektrischer Keramikfilter; radio mentor 4 (1962) S. 293

[5] G. Liebscher: Transfilter — ein neues Bauelement für selektive Verstärker; Funktechnik 9 (1960) S. 286

[6] Limann: Keramische ZF-Filter; Funkschau 16 (1961) S. 419

[7] L. Walther und G. Langensiepen: Die Kopplung der Radialresonanzen schwingender Kreisscheiben aus $BaTiO_3$ mit Resonanzen anderer Wellentypen bei Änderung der geometrischen Abmessungen; Hochfrequenztechnik und Elektroakustik 6 (1961) S. 211

Bauanleitung für einen Transistorempfänger

HELMUT RADTKE

Allgemeines

Das vorliegende Gerät ist im Aufbau nicht kompliziert, d. h. daß bei Benutzung einwandfreier Teile, bei einem sauberen Aufbau und etwas Geduld ein Empfänger entsteht, der in Empfindlichkeit und Lautstärke mit einigen entsprechenden Industrieempfängern konkurrieren kann. Bei der Empfindlichkeit ist natürlich der Verstärkungsfaktor des Transistors mit entscheidend. So kann man mit schlechten Transistoren nur mit Ortsender die volle Lautstärke erreichen. Das Gerät arbeitet mit einer Betriebsspannung von 9 V, und man erreicht mit zwei hintereinandergeschalteten Flachbatterien etwa 160 Betriebsstunden. Der Ruhestrom liegt bei etwa 7 mA.

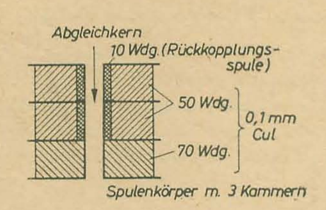


Bild 1: Wickelanordnung der Oszillatorspule

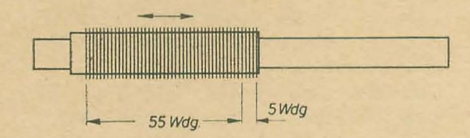


Bild 2: Vorkreisspule

Schaltung

Mischstufe

Die Mischstufe mit dem Transistor vom Typ OC 871 ist selbstschwingend. Der Drehkondensator hat eine Kapazität von 2 × 500 pF. Die Oszillatorspule wird nach Bild 1 auf einen Spulenkörper mit einem Kern 4 × 14 mm und die Vorkreisspule auf einen 160 mm langen Ferritstab gewickelt. Sie muß auf diesem verschiebbar sein und besteht aus HF-Litze (20 × 0,05 mm). Um eine Anpassung an den Transistor zu erreichen, wird die Spule bei 5 Wdg. angezapft.

ZF-Verstärker

Als ZF-Filter können die „Sternchen"-Filter mit rotem und grünem Farbpunkt verwendet werden. Das 1. und 2. Filter hat den roten, das 3. Filter den grünen Farbpunkt. Will man sich die Filter selbst wickeln, so gelten folgende Wickelhinweise: Kern und Spulenkörper wie bei der Oszillatorspule (HF-Litze 12 × 0,05). Als Abschirmbecher können die Zinkbecher eines kleinen 1,5-V-Elementes (aus einer 3-V-Batterie) verwendet werden. Sollten die Windungszahlen auf Grund unterschiedlichen Kernmaterials nicht stimmen, so ist es zweckmäßig, nur die 120 bzw. 80 Wdg zu erhöhen oder erniedrigen, da sonst die Anpassung zu stark abweicht. Die ZF beträgt etwa 460 kHz. Da das Mustergerät keinerlei Schwingneigung zeigte, wurde auf eine Neutralisation verzichtet. Sollte doch eine Neutralisation angewendet werden, so werden die gestrichelt gezeichneten Trimmer (etwa 25 pF) eingebaut. Im Mustergerät brachten sie keinerlei Vorteile. Die 1. ZF-Stufe wird geregelt. Auf eine Regelung der 2. Stufe wurde verzichtet.

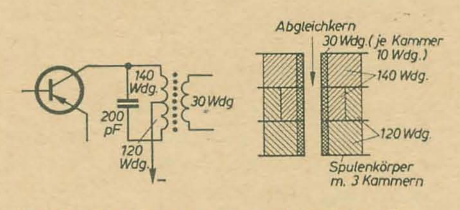


Bild 3: Wickelanordnung der 1. ZF-Filterspule

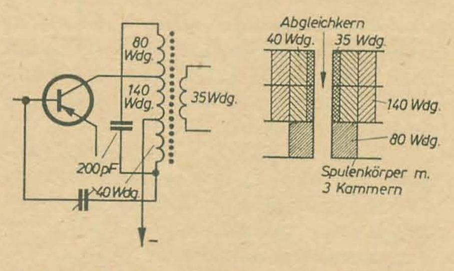


Bild 4: Wickelanordnung der 2. und 3. ZF-Filterspule

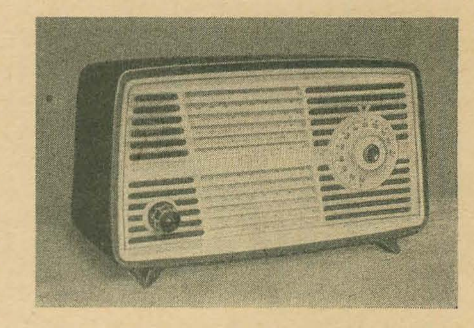


Bild 6: Außenansicht des Transistorempfängers

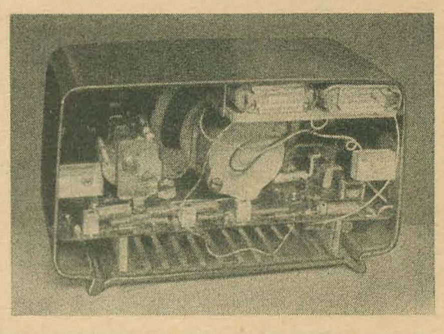


Bild 7: Innenansicht des Transistorempfängers

Gleichrichtung

Als Demodulatordiode diente im Mustergerät eine OA 644. Die NF wird über das Potentiometer zum NF-Verstärker und die entstandene Gleichspannung über den 5-kΩ-Widerstand zur 1. ZF-Stufe geleitet. Hier wird sie durch den 10-μF-Kondensator geglättet.

NF-Verstärker

Der dreistufige NF-Verstärker weist keine Besonderheiten auf. Er reicht aus, um am Lautstärkeregler zusätzlich einen Tonabnehmer anzuschließen. Die Endstufe besteht aus einem Pärchen OC 816; bei Verwendung eines Pärchens OC 820 wird der 30-Ω-Widerstand auf 10 Ω und der 8-kΩ-Widerstand auf 6 kΩ herabgesetzt. Um die starken Stromschwankungen

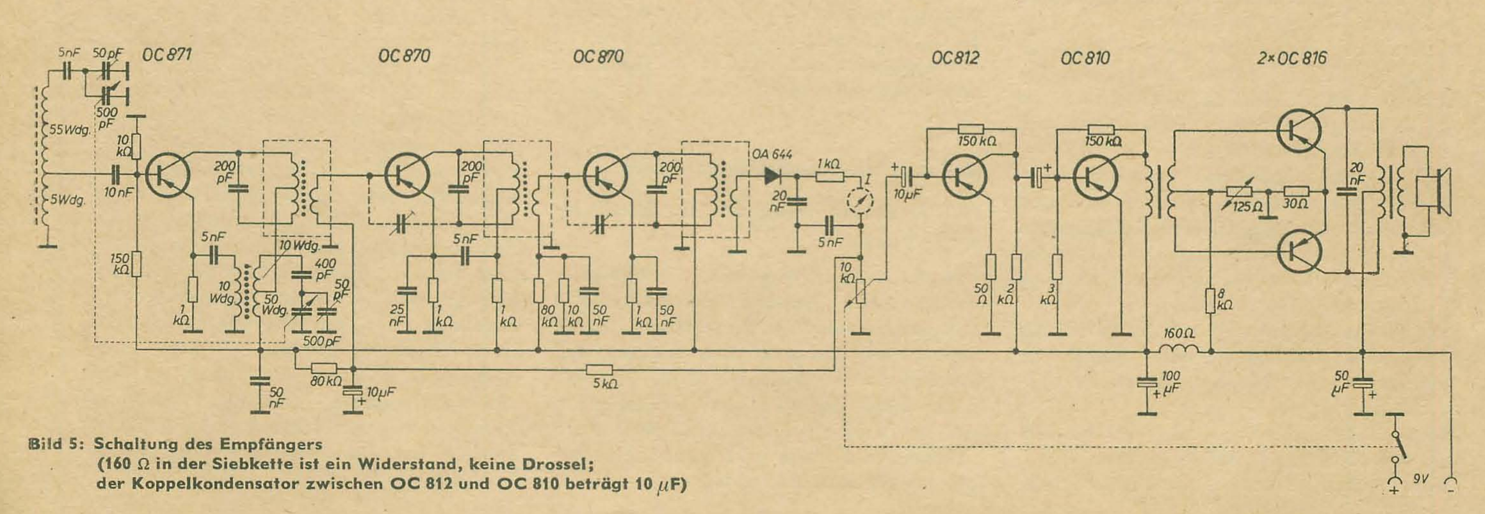


Bild 5: Schaltung des Empfängers
(160 Ω in der Siebkette ist ein Widerstand, keine Drossel; der Koppelkondensator zwischen OC 812 und OC 810 beträgt 10 μF)

der Endstufe vom Vorverstärker abzuhalten, wurde die Siebkette mit 160 Ω eingebaut. Bei Verwendung des OC 820 wird diese auf 250 Ω erhöht.
Die Trafos sind aus dem Gerät T 100 (K 30 und K 31), es können jedoch auch die Sternchentrafos K 20 und K 21 verwendet werden. Die Trennschärfe des Gerätes entspricht etwa der eines Sternchens.
Der Abgleichvorgang ist der übliche, dazu wird das gestrichelt gezeichnete Instrument mit etwa 200 μA Endschlag eingeschaltet.

Aufbau

Das Gehäuse ist das des Industrieempfängers „Bobby". Da der Originallautsprecher nicht zu bekommen war, wurde ein älterer Lautsprecher benutzt, in dem eine Schwingspule mit einer Impedanz von 8 Ω eingebaut wurde. Da im allgemeinen unterschiedliche Gehäuse benutzt werden, spielt die Art des Lautsprechers sowieso keine Rolle. Er muß aber eine Impedanz von möglichst 8 Ω haben. Der Verstärker wurde auf eine Pertinaxplatte gebaut. Die Bauteile wurden mittels ihrer Anschlußdrähte daran befestigt, indem diese von oben durch die Platte gesteckt wurden. Unterhalb der Platte wurden sie miteinander verbunden, so daß es einen sauberen Aufbau, ähnlich einer gedruckten Schaltung, gibt. Die Batterien werden auf eine Holzplatte gelegt, die oben im Gehäuse angebracht ist. Der Ferritstab befindet sich unter dem Chassis.

Fachbücher

Manfred Peschel

Regelkreise mit PID-Reglern

Band 11 der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK

VEB Verlag Technik, Berlin

64 Seiten, 59 Bilder, 3 Tafeln, broschiert 4,80 DM

Der Autor hat es verstanden, diesen Band der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK didaktisch gut aufzubauen.
Zunächst werden die einzelnen Glieder mit P-, I- und D-Charakter beschrieben und an Beispielen erläutert. Daran schließt sich die Beschreibung der Zusammenschaltung solcher Glieder zu einem PID-Regler an.
Im nächsten Kapitel wird die praktische Erzeugung von PID-Verhalten beschrieben. Die angegebenen Beispiele aus den Gebieten der Elektrotechnik und Pneumatik tragen zum besseren Verstehen bei.
Das Kapitel „Industriell gefertigte PID-Regler" vervollständigt in einer günstigen Weise die vorangegangenen Ausführungen und wird ebenso wie die Angabe von Einstellreglern für PID-Regler besonders von den Praktikern begrüßt werden.
Im letzten Kapitel wird auf die Erzeugung von stetig-ähnlichem Verhalten durch Verwendung von oft billigeren unstetigen Gliedern eingegangen.
Dieser Band kann den Lesern der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK ohne Einschränkungen empfohlen werden. *Fuchs*

A. Arndt

Kleines Formellexikon

6. Auflage

VEB Verlag Technik, Berlin

447 Seiten, 8,20 DM

Das kleine Formellexikon liegt nun bereits in 6. Auflage vor. Diese Tatsache allein ist ein Ausdruck der Beliebtheit des kleinen Werkes. Es vermittelt in konzentrierter Form die wichtigsten Formeln der Gebiete Mathematik, Physik, Chemie, Elektrotechnik, Mechanik und Festigkeit, Betriebs-, Kraftfahrzeug- und Luftfahrttechnik, Schiffs- und Bergbau sowie Bauwesen mit den dazugehörigen Erläuterungen.
In dieser Auflage wurden die als DDR-Standard verbindlichen DIN-Normen berücksichtigt, was zur Vereinheitlichung der Formelzeichen aller Wissensgebiete führte. Der Chemie wurde mehr Platz eingeräumt.
Es ist natürlich klar, daß bei einem Querschnitt durch einen derart umfangreichen Bereich nicht alle speziellen Fachgebiete behandelt werden konnten; jedoch ist zu erwarten, daß bei weiteren Auflagen neue wichtige Begriffe oder Formeln hinzugenommen werden. Es wäre zu überlegen, ob bei dem dann zu erwartenden größeren Umfang eine Trennung in Fachgebiete vorteilhafter wäre.
Die gute Ausstattung und der niedrige Preis tragen dazu bei, daß das Formellexikon auch in Zukunft einen großen Interessentenkreis finden wird. *Jancke*

Kristalloszillatoren

Herausgegeben von Dr. Alexander Schure

Übersetzt aus dem Amerikanischen und bearbeitet von Ing. Eberhard Dachtler

VEB Verlag Technik, Berlin

68 Seiten, 38 Bilder, 4,80 DM

Der vorliegende Band aus der Reihe „Elektronik für den Praktiker" wurde aus der amerikanischen Literatur übersetzt. In diesem Buch sind die gebräuchlichsten Quarzoszillatorschaltungen und die dazu gehörenden Grundlagen behandelt. Der Inhalt teilt sich auf in Grundlagen der Schwingungserzeugung und des Quarzoszillators, Kristalltechnik, gebräuchliche Quarzoszillatorschaltungen sowie Quarzoszillatorschaltungen für harmonische und Obertonschwingungen.
Zahlreiche Bilder machen den gebotenen Stoff gut verständlich. Die am Schluß jedes Abschnittes gestellten Wiederholungsfragen dienen zur Vertiefung des gelernten Stoffes.
Dieses Buch ist auch denen zu empfehlen, die nicht direkt mit dieser Technik zu tun haben. *Jancke*

Kleine Bibliothek der Kerntechnik

VEB Deutscher Verlag der Grundstoffindustrie, Leipzig

In der bei vielen Kerntechnikern und Elektronikern schon beliebten Broschürenreihe „Kleine Bibliothek der Kerntechnik", die im Auftrage des Amtes für Kernforschung und Kerntechnik der DDR von Prof. Dr. phil. habil. Josef Schintlmeister herausgegeben wird, sind wieder drei interessante und für den Leserkreis von radio und fernsehen empfehlenswerte Bändchen erschienen.

R. Weibrecht

Der Szintillationszähler — Aufbau und Wirkungsweise

88 Seiten, 41 Bilder, kart. 5,— DM

Der schon durch seine in derselben Reihe erschienenen Arbeiten: „Das Geiger-Zählrohr und andere Strahlennachweisgeräte" und „Der Szintillationszähler in der kerntechnischen Praxis" bekannte Autor behandelt, nach einer kurzen Einführung in die Grundlagen des Strahlungsnachweises, in knapper Form die wesentlichsten Eigenschaften und Kriterien der Szintillationszähler. Auch auf den physikalischen Prozeß der Lumineszenz, die verschiedenen organischen und anorganischen Lumineszenzstoffe (insbesondere deren spezielle Anwendungsbereiche) sowie auf das für den Elektroniker wichtige Ausgangssignal der Sekundärelektronenvervielfacher wird eingegangen.

C. Weißmantel

Elementare Einführung in die Radioaktivität

130 Seiten, 34 Bilder, kart. 6,— DM

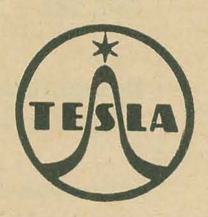
Ziel dieser gelungenen Broschüre soll es sein, ohne spezielle Fachkenntnisse vorauszusetzen, dem Neuling auf dem Gebiete der Kerntechnik die wichtigsten Grundkenntnisse über die Radioaktivität und die mit dieser in Zusammenhang stehenden Erscheinungen zu vermitteln.
In der Broschüre werden die meisten der kernphysikalischen Grundkenntnisse behandelt, die zum Verständnis der übrigen Hefte der „Kleinen Bibliothek der Kerntechnik" vorausgesetzt werden müssen. Der Inhalt ist in die Hauptabschnitte:
Geschichte der Radioaktivität, Atom, Atomkern, Radionuklide und Kernstrahlung gegliedert und in didaktisch hervorragender Form knapp und einprägsam dargeboten.

B. Winde, L. Ziert

Organisation der Kernforschung und Kerntechnik in der DDR

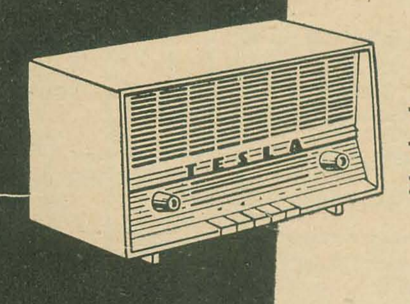
107 Seiten, 17 Bilder, kart. 5,50 DM

Dieses Heft vermittelt den „Querschnitt" durch die Kernforschung und Kerntechnik der DDR. Man findet darin Antwort auf die wichtigsten organisatorischen Fragen bezüglich der Einführung kerntechnischer Einrichtungen in die verschiedenen Industriezweige und allgemein der Anwendung von Radionukliden. Die Aufgaben der zentralen Organe auf kerntechnischem Gebiet und der ihnen unterstellten Institutionen werden ebenso erläutert wie die z. Z. geltenden Richtlinien über die Anwendung von Radionukliden, der obligatorische Strahlungsschutz und die speziellen Bildungsmöglichkeiten. Literaturempfehlungen, ein Anschriftenverzeichnis, eine interessante Zeittafel und eine Übersicht über alle einschlägigen gesetzlichen Bestimmungen erheben die Broschüre zu einem für viele notwendigen Nachschlagewerk. Da sich seit der Drucklegung verschiedenes — vor allem personell und organisatorisch — auf dem Gebiete der Kernforschung und Kerntechnik in der DDR geändert hat, wäre eine baldige berichtigte Neuauflage zu begrüßen. *Langhans*



TESLA

Die tschechoslowakischen Erzeugnisse der Marke TESLA sind durch ihre Qualität weltbekannt!



Transistor-Tischempfänger 314 B

Transistorbestückung:	7 Transistoren + 2 Dioden
Wellenbereiche:	20 – 50 m 186 – 570 m 1000 – 2000 m
Abmessungen:	320 × 175 × 165 mm
Gewicht:	2,5 kg

Transistorisiertes Tonbandgerät START

Transistorbestückung:	6 Transistoren
Bandgeschwindigkeit:	4,76 cm/s
Laufzeit:	2 × 22 min.
Abmessungen:	260 × 160 × 100 mm
Gewicht:	2,9 kg

Transistor-Empfänger T 61

Transistorbestückung:	7 Transistoren + 2 Dioden
Wellenbereiche:	20 – 50 m 186 – 570 m 1000 – 2000 m
Abmessungen:	80 × 200 × 255 mm
Gewicht:	2,6 kg

Transistor-Tischempfänger T 60 A

Transistorbestückung:	6 Transistoren + 2 Dioden
Wellenbereiche:	530 – 1520 kHz
Abmessungen:	140 × 80 × 39 mm
Gewicht:	450 g

Importeur:

Heim-Electric,
Deutsche Export- und Importgesellschaft m. b. H.
Berlin C 2, Liebknechtstraße 14

Exporteur:



Praha, Dukelských hrdinů 47, Tschechoslowakei

Abkürzungen der sowjetischen Fachliteratur für Funktechnik

Mit diesem Heft beginnen wir eine Fortsetzungsreihe, die für alle diejenigen unserer Leser bestimmt ist und eine Hilfe bedeuten soll, die sich mit sowjetischer Technik und Literatur beschäftigen.
Als erstes bringen wir die meistgebräuchlichen Abkürzungen, die in der einschlägigen sowjetischen Fachliteratur für Funktechnik angewandt werden, und deren Bedeutung. Es folgen dann entsprechend die sowjetischen Maßeinheiten und der Kennschlüssel für Elektronenröhren und Halbleiterbauelemente sowjetischer Fertigung. Mit der Erläuterung der in sowjetischen Kenndatenblättern über Röhren und Halbleiterbauelemente benutzten Symbole beschließen wir diese Fortsetzungsreihe.
Da wir annehmen, daß viele unserer Leser diese Zusammenstellungen sammeln und geschlossen zum Nachschlagen aufbewahren wollen, werden wir sie stets auf der dritten Umschlagseite veröffentlichen. Das Material wurde von Herrn Alfons Dix zusammengetragen und geordnet.

А, ант. — Antenne
абс. ед. — absolute Einheit
ав — Amperewindung
Авт. — automatisch
АИМ — Impulsamplitudenmodulation (PAM)
АМ — Amplitudenmodulation (AM)
АН — automatische Abstimmung
АПЧ — automatische Frequenznachstimmung
АРГ — automatische Lautstärkeregelung
АРК — automatische Kontrastregelung
АРТУ — fahrbare TV-Reportagekamera mit Sender
АРУ — automatische Schwundregelung; automatische Verstärkungsregelung
АРЧ — automatische Frequenzregelung
АРЯ — automatische Helligkeitsregelung
АСЧ — automatische Frequenzstabilisierung
атм. — atmosphärisch
Атр. — Autotransformator, Spartransformator
АУЧ — automatische Frequenzsteuerung
АФУ — Antennenanlage mit Antennenkabel
АЧХ — Amplitudenfrequenzcharakteristik

Б — Batterie
Ба — Anodenbatterie
Бн — Heizbatterie
БМ — Balancémodulation
БП — Stromversorgungsteil
БТК — Bildsperrschwingertransformator
БТС — Zeilensperrschwingertransformator
БФС — Bekämpfung des selektiven Fadings

Виб — Vibrator
Вк — Schalter
Вкл — eingeschaltet, ein
ВКУ — TV-Kontrollbildschreiber (TV-Monitor)
ВЛ — Röhrenvoltmeter
ВЛУ — Universalröhrenvoltmeter
в. п. — Hochspannung
ВО — hochohmig
ВТУ — vorläufige Technische Bedingung
Вх — Eingang
Вых — Ausgang

ГВ — Wiedergabekopf
ГВЧ — HF-Vormagnetisierung; HF-Generator
ГЗ — Aufsprechkopf
ГИР — Überlagerungsresonanzindikator
ГК — Quarzgenerator
ГКС — Kompensationssignalgenerator
ГЛ — Gasentladungsröhre
ГМВ — Zeitmarkengeber
ГР — Kippgenerator
Гр. — Lautsprecher
ГС — Löschkopf; Signalgenerator
ГСС — Standardsignalgenerator, Meßsender
ГСТС — Stufensignalgenerator
ГУ — Aufsprech- und Wiedergabekopf, Kombikopf
ГШ — Rauschgenerator; Schachbrettmustergenerator

Д — Diode
ДВ — Langwelle (LW)
ДИМ — Impulsbreitenmodulation, Impulslängenmodulation (PLM)
ДМВ — Dezimeterwelle (DMW)
ДН — Spannungsteiler
Др. — Drossel
ДТУ — Dispatcherfernsehanlage (FBA)
ДУ — Fernbedienung; Fernbedienungsanschluß

ЖТУ — industrielle TV-Anlage für den Eisenbahnbetriebsdienst

З — Erde
Зв — Tonabnehmeranschluß (TA)
ЗГ — Tongenerator; Steuergenerator (-sender)

И — Indikator
ИК — Ionisationskammer
ИКМ — Impulscodemodulation (PCM)
ИЛ — Röhrenprüfgerät
ИМ — Impulsmodulation
имп. — Impuls
ИНИ — Meßgerät für nichtlineare Verzerrungen
ИО — Impulsoszillograf
ИПТ — Transistorprüfgerät
ИПХ — Sprungcharakteristikmesser
ИТ — Impulstransformator
ИУ — Pegelindikator, Aussteuerungsanzeige
ИФК — Elektronenblitzröhre
ИЧ — Frequenzmesser
ИЧМ — Frequenzmodulationsmesser
ИЧХ — Frequenzcharakteristikmesser

к — zu, zum
КАТВ — unabgeschirmte 300-Ω-Bandleitung
КБВ — Anpassungsfaktor
КИМ — Impulscodemodulation (PCM)
КИС — Kontroll- und Meßgestell
КИТУ — TV-Meßgestell (-anlage)
Кл — Taste
КНД, к.н.д. — Richtfaktor
КПД, к.п.д. — Wirkungsgrad (η)
КПН — Koeffizient der Spannungsübertragung
КР — Relaisschalter
КСВ, к.с.в. — Stehwellenverhältnis
КСВ мин. — Restwelligkeit
КСВН, к.с.в.н. — Stehwellenverhältnis der Spannung, Spannungsverhältnis
КТЦ — Kiewer Fernsehzentrum
КУ — Kontrolleinrichtung

Л — Röhre
ЛАХ — logarithmische Amplitudencharakteristik
ЛБВ — Wanderfeldröhre
ЛЗ — Laufzeitkette
ЛОВ — Rückwärtswellenröhre
ЛПА — Antenne mit logarithmischer Periodizität
ЛПВ — Vorwärtswellenröhre
ЛТЦ — Leningrader Fernsehzentrum
ЛФХ — logarithmische Phasencharakteristik

макс. — maximal
МВЛ — Röhrenmillivoltmeter
МД — dynamisches Mikrofon
МК — Kondensatormikrofon
МККР — CCIR
МЛ — Bändchenmikrofon
МП — Kristallmikrofon; Programmischer
МПЧ — maximale Übertragungsfrequenz
МТЦ — Moskauer Fernsehzentrum
МУ — Mikrofonverstärker
МФН — Mikrofon

на — zu, zum
НИ — Nullindikator
НЛ — Glimmlampe
НО — niederohmig
НПС — Halbleiterwiderstand (Varistor)
НПЧ — geringste Arbeitsfrequenz
НЧ — Niederfrequenz (NF)
НУП — unbemannte Verstärkerstation
НЭ — nichtlineares Element

ОБ — Basisschaltung
ОК — Kollektorschaltung; Endstufe; Ablenkspule
ОС — Ablenkeinheit
от — von, vom
ОУП — bemannte Verstärkerstation
ОЭ — Emitterschaltung

П — Umschalter; Potentiometer
ПБМ — Sendesperrschalter
ПКУ — fahrbare Kontrollanlage
ПНТ — Gerät zum Abgleichen von TV-Empfängern
ПП, ППТ — Halbleitertriode, Transistor
Пр. — Empfänger
ПТК — TV-Kanalwähler
ПТП — TV-Programmwähler
ПТС — TV-Übertragungswagen (-zug)
ПТУ — industrielle Fernsehanlage; Unterwasser-TV-Anlage; TV-Ballempfänger
ПЧ — Zwischenfrequenz (ZF)

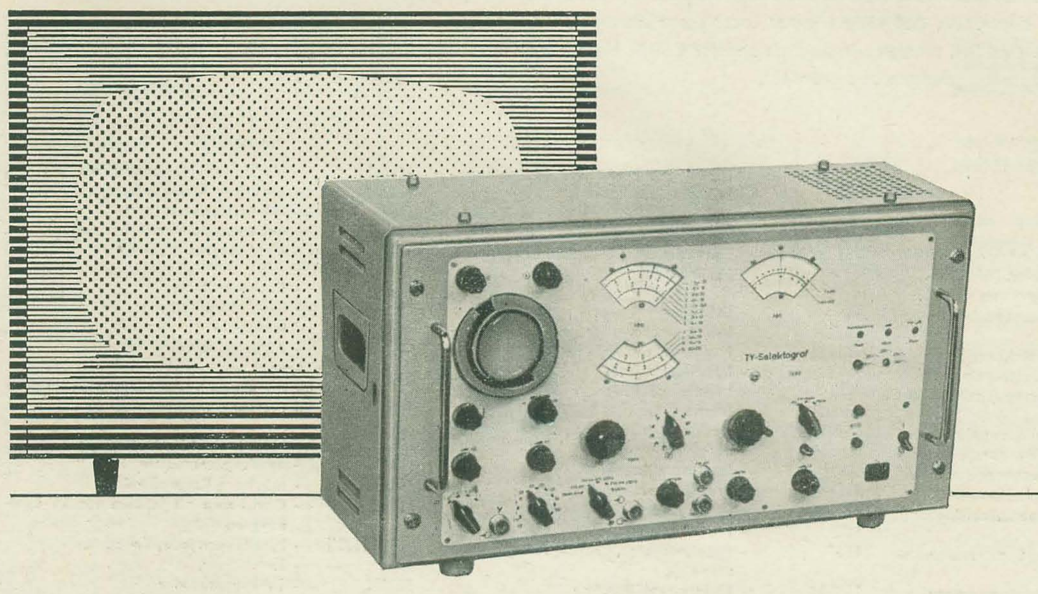
Р — Relais
РД — symmetrisches HF-Kabel (abgeschirmt)
РК — HF-Koaxialkabel; Trennstufe
РЛС — Radarstation
РП — polarisiertes Relais
РРЛ — Richtfunkstrecke
РРС — Richtfunkstelle; Bildbreitenregler
РСЗ — gleichsignalige Zone
РТУ — tragbare Reportage-TV-Kamera mit Sender
РТС — TV-Umsetzer
РУ — Schwundregelung; Pegelregler; Handsteuerung
Руч. — von Hand

САР — automatisches Regelungssystem
СВ — Mittelwelle (MW)
СВЧ — Höchstfrequenz (VHF) und Ultrahochfrequenz (UHF)
СГ — Synchrongenerator; Signalgenerator
СК — Mischstufe
СКИ — Sinus-Quadratimpuls
СКУ — stationäre TV-Kontrollanlage
СМ — Mischer
СМВ — Zentimeterwelle (ZMW)
СН — Spannungskonstanthalter
СНФ — ferromagnetischer Spannungskonstanthalter
СНЧ, с.н.ч. — Frequenzverlagerung

Т — Temperatur; Transistor
ТБК — Bildsperrschwingertransformator
ТБС — Zeilensperrschwingertransformator
ТВК — Bildausgangstransformator
ТВС — Zeilenausgangstransformator
ТГК — Thyratron (Stromtor) mit geheizter Katode
Тд — Tunneldiode
ТИТ — TV-Testbildtafel
ТК — Temperaturkoeffizient; TV-Kamera
ТКЕ — Temperaturkoeffizient der Kapazität
ТКП — indirekt geheizter Thermistor
ТКЧ — Temperaturkoeffizient der Frequenz
ТЛГ — Telegrafie
ТЛФ — Telefonie; Kopfhöreranschluß

TV-Selektograf

Type SO 86 F



Der TV-Selektograf ist das eleganteste und wirtschaftlichste Meßgerät zur Darstellung von Frequenzkurven.
Sein besonderes Anwendungsgebiet liegt in der Fernseh-Reparaturpraxis und -Industrie.
Er vereinigt als kompletter Wobbelmeßplatz in sich einen Wobbelgenerator, einen Markengenerator, einen Tongenerator und einen Oszillografen, die auch für sich selbständig arbeiten können. Seine Verwendbarkeit für AM-, FM- und TV-Geräte in den Bändern I, II, III, IV und V garantiert die Zukunftssicherheit.

Die wichtigsten technischen Daten sind:

Wobbler:

5 ··· 340 MHz und 465 ··· 800 MHz
mit 0 ··· ± 10 MHz Frequenzhub, stetig regelbar

Markengeber:

5 ··· 230 MHz in 12 Stufen, stetig regelbar

Tongenerator:

400 Hz Ausgang
400 Hz AM des Wobblerausganges
400 Hz AM des Markengebers

Oszillograf:

Y-Verstärker	5 Hz ··· 1,2 MHz / 30 mV_{ss} / cm
Zeitablenkung	0,25 s/cm ··· 2,5 μs/cm
Zeitbasis	5 cm
Schirmdurchmesser	70 mm



VEB TECHNISCH-PHYSIKALISCHE WERKSTÄTTEN

Thalheim/Erzgebirge

Das Gerät ist über das Versorgungskontor für Maschinenbau-Erzeugnisse – Fachgebiet elektrische Meßgeräte – zu beziehen